

Treball de Fi de Màster

Enginyeria Industrial

Modelització i anàlisi del control durant l'arrencada d'un motor síncron d'imants permanents

MEMÒRIA

Autor: Pau Cahisa Roca
Director: Daniel Montesinos Miracle
Codirector: Carlos Miguel Espinar
Convocatòria: 01/2019



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

Dins l'àmbit tecnològic, sempre es du a terme una millora continua dels sistemes, per optimitzar-los en vers les necessitats i oportunitats que dona cada època. Actualment, incentivat per crisis econòmiques i energètiques, i un augment constant d'una consciència ambiental global, s'està produint un canvi de model energètic iniciat en l'àmbit acadèmic (amb projectes innovadors que proposen alternatives més sostenibles al sistema actual) i que a poc a poc es va introduint d'una manera pràctica en les aplicacions susceptibles d'aquest canvi, com la diversificació del sistema elèctric passant d'una generació centralitzada en centrals de gran capacitat de producció, a una xarxa més extensa amb poca capacita de generació de cada punt, atorgant més flexibilitat de comportament del sistema en la seva globalitat; al mateix temps que una major implantació de generació amb energies renovables. En la mateixa línia, aquest canvi també afecta al model del transport, amb la introducció del vehicle elèctric, amb una presència creixent que a poc a poc va desplaçant el motor de combustió en el mercat automobilístic. En conseqüència aquesta acció dona peu a un increment d'estudis de motors més eficients, ja sigui per una millora o innovació en el disseny estructural com en el control.

Cada vegada es veu més instaurat l'ús de motor síncrons d'imants permanents (PMSM) per les aplicacions de vehicles elèctrics per la seva major eficiència energètica que en el cas dels motors d'inducció, i menor volum ocupat comparat amb els motors síncrons amb bobinat en el rotor en lloc d'imants permanents. Els PMSM son motors síncrons que necessiten que els corrents injectats a l'estator estiguin sincronitzats amb la posició dels imants del rotor per arribar a generar el parell òptim.

El present projecte forma part d'un estudi del disseny i implementació del control d'un motor síncron d'imants permanents per a l'aplicació en una moto elèctrica. S'enfoca en la modelització tan del motor com el control, i l'estudi i comparació de dos tècniques de modelització de la tensió en l'instant de temps de l'arrencada del motor, ja que a aquest moment inicial arriba a ser crític per la necessitat d'un gran parell en poc temps per inicialitzar el moviment des d'una velocitat nul·la.

L'estudi consisteix en una descripció del funcionament d'aquest tipus de motor, per a la seva implementació en una simulació amb el programa MATLAB-Simulink. Altrament, es donen les bases teòriques dels mètodes de control cercats en la bibliografia, que compleixen els requisits necessaris en els que es busca fer servir sensors de posició d'efecte Hall. Al mateix temps es plantegen varies tècniques de modulació de la tensió per a la seva posterior comparació. S'implanten els mètodes de modulació de la tensió en la simulació prèvia del motor, i finalment es comparen les respostes del comportament del motor per cada una de les dos tècniques.

Cal destacar que al repercutir aquest anàlisi del sistema esmentat en un interval de temps tan curt com és l'arrencada, s'implanta una simulació en mode commutat per tenir en compte les commutacions i variables de tots els paràmetres del sistema ocasionant un model altament complex amb una quantitat de càlculs molt elevada, a diferència dels models mitjanats en què tota senyal queda definida pel seu valor mig i conseqüentment es resumeix en un sistema més simple.

Sumari

| | |
|---|-----------|
| RESUM | 3 |
| PREFACI | 19 |
| Origen del projecte..... | 19 |
| INTRODUCCIÓ | 21 |
| Objectius | 21 |
| Abast..... | 21 |
| 1. INTRODUCCIÓ AL MOTOR SÍNCRON D'IMANTS PERMANENTS | 23 |
| 1.1. Principis de funcionament de la màquina síncrona..... | 23 |
| 1.2. Tipus de motors d'imants permanents | 24 |
| 2. MODELITZACIÓ DEL MOTOR SÍNCRON D'IMANTS PERMANENTS. | 27 |
| 2.1. Equacions elèctriques en referència natural | 28 |
| 2.2. Transformacions matricials..... | 31 |
| 2.3. Equacions elèctriques en referència d i q..... | 33 |
| 2.3.1. Tensió | 33 |
| 2.3.2. Potència..... | 34 |
| 2.3.3. Parell electromagnètic..... | 36 |
| 2.4. Equació mecànica | 37 |
| 3. CONTROL PER A UN MOTOR PMSM | 38 |
| 3.1. Introducció | 38 |
| 3.2. Control tensió freqüència (V/f)..... | 38 |
| 3.3. Control vectorial del camp magnètic | 39 |
| 3.4. Control directe de parell | 41 |
| 3.5. Selecció del control | 42 |
| 4. TÈCNIQUES DE COMMUTACIÓ PER A UN MOTOR PMSM | 43 |
| 4.1. Introducció | 43 |
| 4.1.1. Convertidor | 43 |
| 4.1.2. Senyal PWM | 43 |
| 4.1.3. Sensors de posició..... | 44 |
| 4.2. Tècniques de modulació de la tensió | 46 |
| 4.2.1. Tècnica de modulació Six Step o 120° PWM..... | 47 |

| | |
|--|-----------|
| 4.2.1.1. Resum del mètode de commutació Six Step..... | 51 |
| 4.2.2. Tècnica de modulació SVPWM | 53 |
| 4.2.2.1. Resum del mètode de commutació SVPWM | 57 |
| 5. DISSENY DELS SISTEMA EN BLOCS REM | 59 |
| 5.1. Model del motor PMSM | 59 |
| 5.1.1. Bloc model electromagnètic en dq | 61 |
| 5.1.2. Bloc conversió electromecànica..... | 62 |
| 5.1.3. Bloc model mecànic..... | 63 |
| 5.2. Model dels mètodes de control | 64 |
| 5.2.1. Control en Six Step | 64 |
| 5.2.2. Control en SVPWM..... | 65 |
| 5.2.3. Paràmetres pel control /Ajust del pi del control de corrent | 67 |
| 6. TRACTAMENT DE L'ANGLE ELÈCTRIC DE POSICIÓ DEL ROTOR 69 | |
| 7. COMPARACIÓ RESULTATS | 74 |
| 7.1.1. Parell..... | 74 |
| 7.1.2. Corrents en referència síncrona..... | 76 |
| 7.1.3. Corrents de bateria | 78 |
| 7.1.4. Senyals en referència natural percebudes en els debanats de l'estator. | 79 |
| 8. ESTUDI ECONÒMIC | 81 |
| 8.1. Recursos humans..... | 81 |
| 8.2. Recursos materials | 81 |
| 8.3. Pressupost total del projecte..... | 81 |
| 9. PLANIFICACIÓ TEMPORAL I IMPACTE AMBIENTAL | 83 |
| 9.1. Planificació temporal..... | 83 |
| 9.2. Impacte ambiental..... | 84 |
| CONCLUSIONS I FUTURES LÍNIES DE TREBALL | 85 |
| Tasques fetes | 85 |
| Conclusions | 85 |
| Futures línies de treball | 86 |
| AGRAÏMENTS | 87 |

Sumari d'il·lustracions

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 Formació del parell motor..... | 24 |
| Figura 1.2 Tipus de motors d'imants permanents..... | 24 |
| Figura 1.3 Diverses configuracions d'un motor síncron d'imants permanents. | 26 |
| Figura 2.1 Diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents. | 28 |
| Figura 2.2 Eixos transformada de Park | 32 |
| Figura 3.1 Sistema de control en llaç obert | 38 |
| Figura 3.2 Sistema de control en llaç tancat..... | 38 |
| Figura 3.3 Esquema d'un control V/f amb llaç tancat | 39 |
| Figura 3.4 Diagrama fasorial del corrent del control vectorial | 40 |
| Figura 3.5 Esquema d'un control FOC | 41 |
| Figura 3.6 Principi de funcionament del DTC | 41 |
| Figura 3.7 Esquema d'un control en DTC | 42 |
| Figura 4.1 Convertidor inversor trifàsic de tres branques | 43 |
| Figura 4.2 Esquema d'un convertidor amb la gràfica del cicle de treball associada. | 44 |
| Figura 4.3 a) Gràfica de les senyals d'entrada de dents de serra i la senyal moduladora sinusoïdal b) Senyal PWM resultant de la comparació de les dos anteriors..... | 44 |
| Figura 4.4 Zones de detecció de les sondes Hall en una volta elèctrica | 45 |
| Figura 4.5 Posicions de la generació del vector corrent de l'estator | 46 |
| Figura 4.6 Interacció del vector flux magnètic del rotor i el vector corrent de l'estator per obtenir moviment rotatiu del motor..... | 47 |
| Figura 4.7 Camí del corrent en un convertidor al activar-se dos fases i quedar una flotant.. | 47 |
| Figura 4.8 Rotació del camp magnètic de l'estator | 48 |
| Figura 4.9 a) Senyal de les sondes Hall b) Activació dels dispositius del convertidor per la | |

| | |
|--|----|
| metodologia Six-Step no commutada amb branca flotant | 49 |
| Figura 4.10 Mètode Six-Step commutat amb branca flotant..... | 50 |
| Figura 4.11 Camí del corrent quan la commutació de M_1 està en off | 50 |
| Figura 4.12 Mètode Six-Step commutant els dos transistors d'una branca amb branca flotant | 51 |
| Figura 4.13 Comportament del camp magnètica i les zones de detecció de les sondes hall, juntament amb les commutacions en cada cas dels dispositius de potència en el mètode Six Step..... | 52 |
| Figura 4.14 Inversor trifàsic, amb tres branques i tres fils amb el neutre flotant. | 53 |
| Figura 4.15 Exemple de commutació amb tres branques corresponent a V_1 | 54 |
| Figura 4.16 Diverses vistes dels estats del convertidor de 3 branques respecte (o) en referència natural. | 54 |
| Figura 4.17 Representació de la trajectòria màxima del vector espacial. | 55 |
| Figura 4.18 Tensions mitjanades màximes sintetitzables..... | 55 |
| Figura 4.19 Tensions mitjanades màximes obtingudes respecte (o)..... | 56 |
| Figura 4.20 Tensions mitjanades màximes obtingudes respecte (o) passant la massa al punt (n)..... | 56 |
| Figura 4.21 Tensions mitjanades màximes obtingudes respecte (n)..... | 56 |
| Figura 4.22 Comportament del camp magnètica i les zones de detecció de les sondes hall, juntament amb les commutacions en cada cas dels dispositius de potència per a un sector de la volta elèctrica..... | 57 |
| Figura 4.23 Commutacions efectuades per cada sector de la volta elèctrica en el cas del mètode SVPWM..... | 58 |
| Figura 4.24 Commutacions efectuades per cada sector de la volta elèctrica en el cas del mètode SVPWM..... | 58 |
| Figura 5.1 Representació Energètica Macroscòpica (REM) del model del sistema bateria + inversor + motor + càrrega | 60 |

| | |
|--|----|
| Figura 5.2 Bloc REM del model electromagnètic del motor..... | 61 |
| Figura 5.3 Bloc en Simulink de les equacions elèctriques segons REM | 62 |
| Figura 5.4 Bloc REM de la Conversió Electromecànica | 62 |
| Figura 5.5 Bloc en Simulink de la Conversió Electromecànica segons REM | 63 |
| Figura 5.6 Bloc REM de les Equacions Mecàniques..... | 63 |
| Figura 5.7 Bloc en Simulink de les equacions mecàniques..... | 64 |
| Figura 5.8 Esquema control Six Step amb blocs REM..... | 64 |
| Figura 5.9 Control de la planta a partir de la tècnica Six Step amb Simulink..... | 65 |
| Figura 5.10 Esquema del control en SVPWM amb blocs REM..... | 66 |
| Figura 5.11 Modelització en Simulink del control en SVPWM | 67 |
| Figura 6.1 Sistema de senyals generades per obtenir l'angle discretitzat. a) Angle real posició rotor. b) Tres senyals sondes Hall. c) Angle discretitzat amb l'angle real de fons. | 70 |
| Figura 6.2 Conjunt de senyals generades per obtenir l'angle discretitzat amb un offset de 10°. a) Angle real de la posició del rotor. b) Senyals sondes Hall original (línia discontinua) i amb l'offset (línia continua). c) Angle real i angle discretitzat original (en línia discontinua) i l'angle discretitzat amb l'offset de 10° (amb línia continua)..... | 71 |
| Figura 6.3 Parell motor en mètode Six Step sense offset..... | 72 |
| Figura 6.4 Parell motor en mètode Six Step amb offset de 10° | 72 |
| Figura 6.5 Situació vectorial d'un sector. | 72 |
| Figura 6.6 Situació vectorial d'un sector un offset físic, com és el desplaçament de les sondes Hall. | 72 |
| Figura 6.7 Conjunt de senyals generades per obtenir l'angle discretitzat amb un offset de 10°. a) Angle real de la posició del rotor. b) Senyals sondes Hall original (línia discontinua) i amb l'offset (línia continua). c) Angle real i angle discretitzat original (en línia discontinua) i l'angle discretitzat amb l'offset de 10° hardware i 12'5° software (amb línia continua)..... | 73 |
| Figura 7.1 Angle real de posició del rotor en l'arrencada (blau) i el conseqüent angle discretitzat amb offset Hardware i Software (verd) | 74 |

| | |
|---|----|
| Figura 7.2 Parell motor que es genera amb el mètode Six Step. | 75 |
| Figura 7.3 Parell motor que es genera amb el mètode SVPWM. | 75 |
| Figura 7.4 Situació de desfasament del sector corresponent al mètode Six Step | 76 |
| Figura 7.5 Situació de desfasament del sector i els eixos corresponent al mètode SVPWM | 76 |
| Figura 7.6 Corrents I_d (línia blava) i I_q (línia vermella) pel mètode Six Step..... | 76 |
| Figura 7.7 Corrents I_d (línia blava) i I_q (línia vermella) pel mètode SVPWM. | 76 |
| Figura 7.8 Part de la senyal de corrent I_d que es consumeix en cada sector..... | 77 |
| Figura 7.9 Part de el senyal de corrent I_q que es consumeix en cada sector..... | 77 |
| Figura 7.10 Part del senyal de corrent corresponent a I_d en el cas de desfasament dels sensors de posició..... | 78 |
| Figura 7.11 Part del senyal de corrent corresponent a I_q en el cas de desfasament dels sensors de posició..... | 78 |
| Figura 7.12 Corren consumit per la bateria utilitzant el mètode Six Step..... | 78 |
| Figura 7.13 Corrent consumit per la bateria utilitzant el mètode SVPWM | 78 |
| Figura 7.14 Senyals percebudes en el debanat de l'estator pel mètode Six Step. | 79 |
| Figura 7.15 Senyals percebudes en el debanat de l'estator pel mètode SVPWM..... | 79 |
| Figura 9.1 Diagrama de Gantt | 83 |

Sumari de taules

| | |
|---|----|
| Taula 4.1 Taula commutacions del mètode Six Step[12]..... | 48 |
| Taula 4.2 Combinacions del estats possibles del convertidor. | 54 |
| Taula 5.1 Especificacions del motor d'estudi [17], [19]. | 60 |
| Taula 5.2 Característiques de control..... | 67 |
| Taula 8.1 Pressupost recursos humans | 81 |
| Taula 8.2 Pressupost recursos materials | 81 |
| Taula 8.3 Pressupost total del projecte | 82 |
| Taula 9.1 Etapes completades en el procés temporal del projecte | 83 |

Glossari

Símbols

| | |
|---|--|
| \mathbf{i}_{abcs} | Vector corrent de l'estator en referència natural |
| \mathbf{i}_{0dqs} | Vector corrent de l'estator en referència síncrona |
| \mathbf{L} | Matriu d'inductàncies de l'estator |
| $\mathbf{P}(\theta), \mathbf{P}(\theta)^{-1}$ | Matriu de Park, matriu de Park inversa |
| \mathbf{R}_s | Matriu de resistència de l'estator |
| \mathbf{v}_{abcs} | Vector tensió de l'estator en referència natural |
| \mathbf{v}_{0qds} | Vector tensió de l'estator en referència síncrona |
| B_m | Coefficient fregament viscos |
| E | Tensió induïda |
| f_e, f_m | Freqüència elèctrica, freqüència mecànica |
| f_a, f_b, f_c | Eixos estacionaris de la fase A, B i C |
| f_d, f_q | Eixos rotatius de les components d i q. |
| g | Gruix de l'entreferro |
| i_s | Mòdul del vector corrent aplicat a l'estator |
| i_{dq} | Vector corrent de l'estator en referència síncrona |
| J_m | Inèrcia del rotor i la càrrega mecànica acoblada |
| l | Longitud axial de l'entreferro del motor |
| L_{aa} | Inductància pròpia de la fase A |
| L_{bb} | Inductància pròpia de la fase B |
| L_{cc} | Inductància pròpia de la fase C |

| | |
|----------|--|
| L_{ls} | Inductància de pèrdues per dispersió de |
| L_{dq} | Inductància equivalent a l'eix d i q del subespai en sincronisme |
| p | Nº de parell de pols del motor |
| P_e | Potència elèctrica |
| r | Radi de l'estator |
| v_s | Mòdul del vector tensió aplicada a l'estator |
| V_{DC} | Tensió del bus DC |
| T_e | Parell motor |

Símbols grecs

| | |
|------------------|---|
| α | Angle de parell |
| λ_{abcs} | Flux concatenat per l'estator en referència estacionària |
| λ_m | Mòdul del vector flux generat pels imants permanents |
| λ_{0dqs} | Flux concatenat per l'estator en referència sincrònica |
| λ_s | Mòdul del vector flux concatenat en l'estator |
| ω_e | Velocitat angular elèctrica de les tensions aplicades a l'estator |
| ω_r | Velocitat angular elèctrica del rotor en estat estacionari |
| ω_{rm} | Velocitat angular mecànica |
| θ_r | Angle elèctric del rotor |
| θ_m | Angle mecànic del rotor |
| ε | Rati de saliència |

Subíndex

| | |
|---|------------------------|
| s | Variables de l'estator |
|---|------------------------|

Altes símbols

UPC Universitat Politècnica de Catalunya

CITCEA Centre d'Investigació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments

Acrònims

BLDC Brushless DC

CA Corrent Altern

D Duty Cicle

DC Direct Current

FEM Força Electromotriu

FCEM Força Contra Electromotriu

FMM Força Magneto Motriu

IGBT Isolated Gate Bipolar Transistor

IPMSM Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor

PWM Pulse Width Modulation

SPMSM Surface Permanent Magnet Synchronous Motor

SVPWM Space Vector Pulse Width Modulation

WLTP Worldwide Harmonized Light-Duty

Prefaci

Origen del projecte

Aquest treball està relacionat amb un projecte promogut pel CITCEA-UPC (Centre d'investigació de Tecnològica en Convertidor Estàtics i Accionaments), al qual se li va encomanar el disseny del control d'un motor síncron d'imants permanents per a l'aplicació en una motocicleta elèctrica. L'objectiu és formular un sistema de control més compacte, econòmic, eficient i personalitzat per substituir els mòduls de potència existents, ja que aquets són un model comercial que no està optimitzat pel motor en concret que s'utilitza.

En els vehicles elèctrics, un dels moments més crítics i primordials és el comportament en l'arrencada. Pot ser una acció molt curta en el temps, però és en aquest interval quan es necessita un pic de corrent més gran. Una bona modelització d'aquesta etapa dona una diferència positiva en el comportament i durabilitat del motor, per exemple al aconseguir una arrencada més ràpida o disminuint l'arissat de parell que hi pot haver en un transitori. El projecte que ens ocupa tracta de trobar el control més adequat en l'instant inicial a partir de sondes Hall com a sensors de posició, per obtenir unes prestacions que donin un valor afegit en l'aplicació del vehicle motoritzat.

Motivació del projecte

La paraula "motivació" deriva del llatí *motivus o motus*, que significa "causa del moviment". Personalment, en una primera instància la meua causa del moviment era la inquietud pel coneixement de màquines rotatives mogudes per electricitat. Una temàtica on hi ha posada l'esperança del futur de la mobilitat, entre altres, atorgant avantatges socials, sonors, ambientals i de menys consum energètic, arribant a optar a un sistema energètic alternatiu a l'actual.

La possibilitat de canviar el sistema, donant una alternativa més eficient i econòmica de tot dispositiu motoritzat, i dels vehicles en particular, dona peu a obrir nous horitzons en aspectes a analitzar i en la millora constant del plantejament que es té del motor elèctric en cada moment de la història. Amb aquest objectiu es planteja l'estudi de l'arrencada del motor síncron d'imants permanents com una temàtica amb possibilitats de millora des d'un punt de vista tan energètic com de prestacions atorgades en el PMSM, aportant així un altre granet de sorra per al progrés.

Introducció

Objectius

L'objectiu principal d'aquest projecte és obtenir un mètode de control per un motor síncron d'imants permanents, amb la intenció d'aplicar-se en un vehicle a motor, que proporcioni un comportament més adequat en l'instant inicial de l'arrencada de la màquina elèctrica per obtenir millors prestacions elèctriques en el sistema.

Per estudiar el comportament del motor en el moment de l'arrencada i observar les corrents que circulen per cada un dels semiconductors de potència en aquest interval de temps, en lloc d'utilitzar una modelització mitjanada del sistema (motor + control), que simplifica molts paràmetres i dona peu a poder elaborar una simulació relativament més simple, es pretén modelar el sistema des d'un punt de vista commutat, tenint en compte totes aquelles paràmetres i comportaments del sistema que d'altra manera hauríem simplificat en el cas anterior.

La modelització commutada dona peu a poder veure les diferències entre varies estratègies de commutació a partir de les senyals de corrent que circulen pels dispositius de potència. Per a la implementació de la tècnica a modelar, com a alternativa dels encoders i resolvers (que son els més usats) [1], es pretén utilitzar sondes Hall com a sensors de posició que proporcionen un estalvi econòmic i de volum que ocuparia el motor.

Abast

El present projecte es pot dividir en diferents seccions:

- Donar una descripció del motor síncron d'imants permanents que permeti entendre la forma per la qual arriba a originar moviment rotatiu a partir dels corrents elèctrics que circulen pel bobinat.
- Estudiar els paràmetres característics juntament amb les fórmules que descriuen el funcionament del motor esmentat.

- Exposar les transformades a aplicar per a simplificar la modelització del motor i consegüentment el seu control.
- Donar un estat de l'art dels tipus de control que es pot arribar a implementar utilitzant els sensor de posició Hall.
- Plantejar varies tècniques de modulació de a tensió per a poder comparar-les.
- Simular cada una de les tècniques de modulació de la tensió en una mateixa planta i obtenir-ne conclusions.

1. Introducció al motor síncron d'imants permanents

El motor síncron és una màquina elèctrica de corrent altern de doble excitació, caracteritzades per dues fonts d'energia anomenades excitació i induït (estator i rotor). En els motors de doble excitació convencionals (motors de corrent continu i motors síncrons) les dues excitacions s'aconsegueixen a partir de debanats connectats a fonts externes d'energia elèctrica. Particularment, en els motors d'imants permanents, una d'aquestes fonts la genera un imant permanent, eliminant la necessitat del debanat i de la font externa [1].

En comparació amb els motors de doble excitació convencionals, s'obté una millora d'eficiència energètica en els motors d'imants permanents, al no existir pèrdues en el coure associades al debanat que es substitueix. A més, tenint en compte que l'espai ocupat pels imants permanents és menor que l'espai que ocuparien debanats de la mateixa potència i tenint menys pèrdues tampoc fa falta dissipar tanta calor, consegüentment aquest tipus de motors tenen dissenys més lleugers i compactes [2]. Com a aspecte negatiu, el flux magnètic generat pels imants permanents és constant, provocant que el motor no pugui ser controlat tan fàcilment com les màquines de doble excitació. A més, es pot produir una degradació d'aquests imants permanents que es tradueix amb el decaïment del flux magnètic per causa d'un debilitament profund dels imants o per augment de temperatura. D'altra banda, també cal tindre en compte el preu dels imants permanent en el mercat, que està monopolitzat pels xinesos[3], és a dir, el gegant asiàtic arriba a determinar la viabilitat econòmica d'aquest tipus de motors elèctrics tenint el control sobre el comerç d'aquests materials.

1.1. Principis de funcionament de la màquina síncrona

En la màquina síncrona, de la mateixa manera que la màquina de corrent continu, els camps magnètics creats en el rotor i l'estator s'enfronten amb la intenció d'alinejar-se, arribant a girar els dos a la mateixa velocitat (velocitat de sincronisme).

Quan la màquina funciona com a motor, el rotor persegueix a l'estator, altrament, quan la màquina funciona com a generador, és l'estator el que persegueix al rotor. Focalitzant en el tema d'estudi, en aquest treball parlarem només del primer cas.

Actuant com a motor, la suma del flux magnètic creat per l'estator i el flux creat pel rotor, dona com a solució el flux resultant que indueix una tensió en l'estator. Aquesta tensió induïda s'oposa a la tensió d'alimentació de la màquina, tenint com a resultant de la diferència de les tensions la caiguda de tensió, majoritàriament inductiva, a causa de la forma bobinada del circuit elèctric en qüestió.

En general, per fer l'estudi de la màquina síncrona d'imants permanents es fa us d'un marc de referència en eixos d i q (s'explica en l'apartat 2.2) en lloc de les referències a , b , c . L'eix d queda orientat en la direcció del flux magnètic dels imants. I en el cas dels motors SPM el parell electromagnètic exercit és el resultat de la interacció entre el flux dels imants amb la component q del corrent com es pot veure en la Figura 1.1.

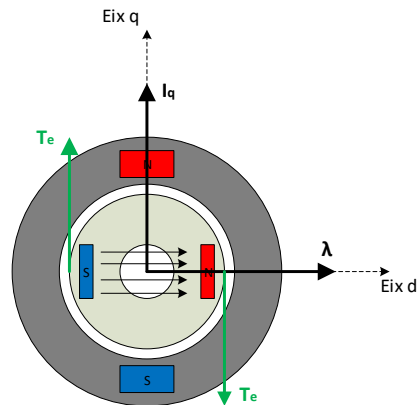


Figura 1.1 Formació del parell motor

1.2. Tipus de motors d'imants permanents

Podem classificar els motors d'imants permanents a partir de l'esquema de la Figura 1.2.

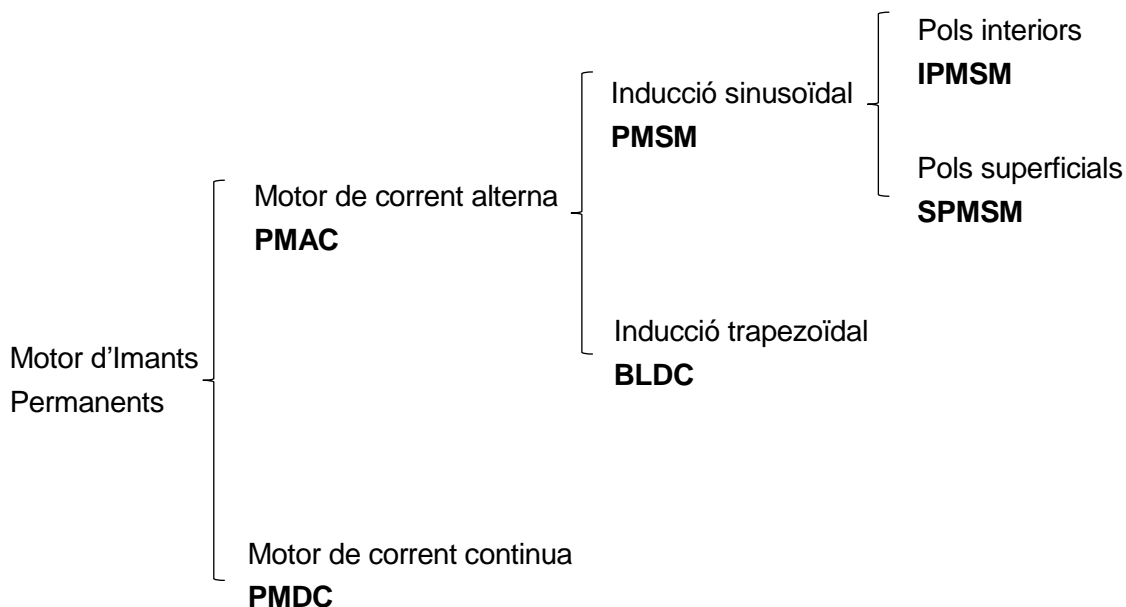
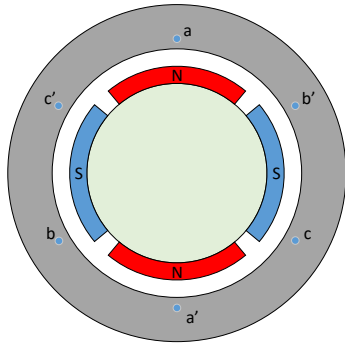


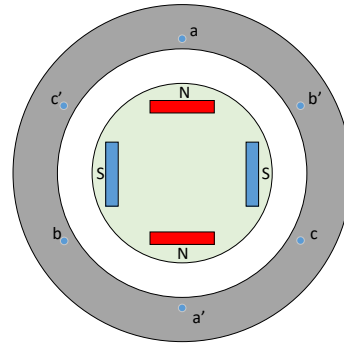
Figura 1.2 Tipus de motors d'imants permanents

Inicialment es divideix en dos grans grups, els motors d'excitació en corrent altern o PMAC (en anglès *Permanent Magnet Alternating Current*) i els d'excitació en corrent continu o PMDC (en anglès *Permanent Magnet Direct Current*). El primer grup es caracteritza per funcionar amb corrent alterna, i tenir els imants permanents ubicats en el rotor. En comparació amb els motors síncrons amb doble debanat d'excitació, al intercanviar els debanats d'excitació per imants permanents es redueix la mida i el pes del motor, reduint així la inèrcia i obtenint un control i unes certes prestacions més elevades. A més, desapareixen els anells lliscants, obtenint motors de senzilla construcció i baix manteniment. Per contra, per mantenir el sincronisme entre la posició del rotor i els corrents de l'estator necessiten un sensor de posició del rotor. El segon grup (PMDc) es descriu per funcionar amb corrent continu. A més, el rol d'inductor del flux magnètic el produeixen imants permanents ubicats en l'estator. A diferència dels motors de continua convencionals que tan les parts d'inductor com d'induït del motor estan formades per bobinats. Però continuen tenint delgues, escombretes i col·lectors, mantenint la necessitat de gran manteniment.

En segona instància, els motors PMAC es classifiquen en dos grups més, els motors de corrent continu sense escombretes o BLDC (en anglès *BrushLess Direct Current*), i els motors síncrons d'imants permanents o PMSM (en anglès *Permanent Magnet Synchronous Motor*). En els motors tipus BLDC s'indueix una FEM trapezoïdal als debanats de l'estator quan el rotor gira. En aquest cas, per obtenir un parell constant, cal una excitació dels debanats amb un corrent de fase en forma rectangular. La commutació, en lloc de ser mecànica (a partir de les delgues i escombretes) com en els motors DC convencionals, és electrònica. Tot i així, aquest tipus de motor presenta un arissat de parell degut a la diferència de forma d'ona entre la tensió generada i la tensió induïda, provocant que el corrent que circula pels bobinats del motor tingui una forma d'ona diferent de la FEM ocasionant un arissat de parell. Per altre banda, en els motors del tipus PMSM s'hi indueix una FEM de forma sinusoidal al girar el rotor. Així doncs, per produir un parell constant s'ha d'excitar els debanats amb un corrent de fase sinusoidal. I en aquest cas, s'utilitzen tècniques de control vectorial, arribant a anular l'arissat de parell que es produeix en el cas anterior.



(a) Motor síncron d'imants permanents de pols superficials (SPMSM)



(b) Motor síncron d'imants permanents de pols interiors (IPMSM)

Figura 1.3 Diverses configuracions d'un motor síncron d'imants permanents.

Per últim, encara podem dividir els motors PMSM en dos subgrups més. Els motors IPMSM tenen els imants ubicats a l'interior del rotor com es pot veure en la Figura 1.3(b). Aquesta disposició estructural dels imants provoca una variació de reluctància al llarg d'una volta elèctrica. Es defineix el terme reluctància com la oposició o resistència al pas magnètic d'un material. El material ferromagnètic constructiu del rotor i els imants que hi ha instal·lats tenen un coeficient de reluctància diferent entre ells. Com en el cas del camp elèctric, el camp magnètic sempre busca el camí més fàcil per passar, el menys relucant i aquesta diferència fa que el flux del camp es concentri en unes zones i es dissipï en d'altre del pas pel rotor, i conseqüentment s'obté una diferència d'inductància entre fases. En canvi, els motors SPMSM tenen una estructura d'imants muntats a la superfície del rotor, com es pot observar en la Figura 1.3(a). En aquesta disposició podem acceptar que dona lloc a una mateixa reluctància en totes les direccions de la volta elèctrica dels motors de pols superficials [1], [4].

2. Modelització del motor síncron d'imants permanents.

S'entén com a model d'una màquina el seguit d'equacions que descriuen el comportament electromecànic d'aquesta. El correcte desenvolupament del model proporciona les eines necessàries per analitzar correctament el seu comportament, i el conseqüent disseny de qualsevol tipus de control per a la màquina.

En aquest capítol es descriuen les equacions del motor síncron d'imants permanents (PMSM) a partir d'unes certes consideracions. S'estudia el motor en referència natural i es fa ús d'una transformada matricial que et serveix per passar d'una representació d'equacions més complicades a una més senzilla.

A més, en aquesta referència un sistema trifàsic equilibrat es tradueix en un sistema continu de forma que es poden aplicar tècniques de control simples com controladors PI.

A continuació s'enumeren les consideracions plantejades per a simplificar el model, sense que afecti la validesa del model de la màquina en el rang d'estudi [5], [6]:

- Es suposa una distribució espacial dels debanats perfectament sinusoidal, conseqüentment correspondrà el mateix tipus de senyal per la força magnetomotriu produïda per l'estator.
- Es considera negligible qualsevol efecte tèrmic, ja sigui sobre els debanats, els imants permanents o el material magnètic.
- Es considera la longitud de l'entreferro entre l'estator i el rotor negligible.
- El comportament del material magnètic es suposa lineal, evitant la saturació magnètica per a qualsevol nivell de corrent.
- Es negligeixen les pèrdues per efecte de Foucault i les pèrdues de flux magnètic en els extrems longitudinals del rotor.

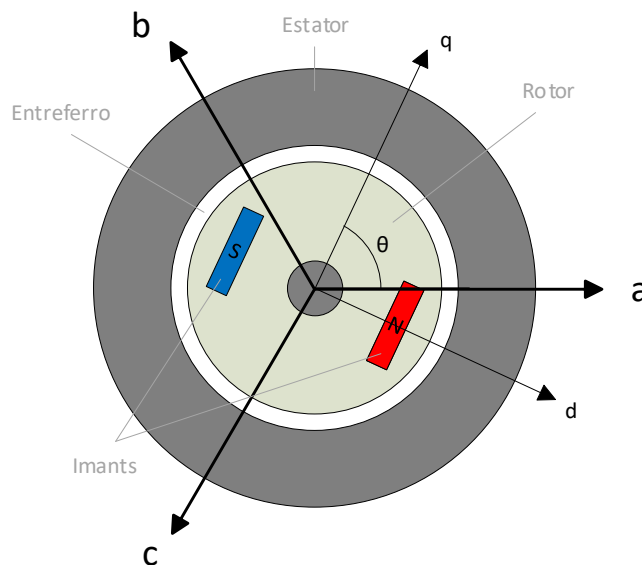


Figura 2.1 Diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents.

A partir de la Figura 2.1 es pot observar el diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents. Els eixos a , b i c corresponen als eixos magnètics dels debanats de l'estator. L'espai que hi ha entre l'estator i el rotor s'anomena entreferro. En el croquis hi ha representat un parell de pols, un pol nord en una banda i un pol sud orientat de forma oposada al pol nord. S'ha de tenir en compte que la relació entre una volta mecànica i una d'elèctrica recau en el nombre de pols que tingui el rotor, com s'expressa en l'equació (2.1). Els eixos d i q estan referits a la posició del rotor, ubicant l'eix d en la posició zero de referència del rotor alineat amb el nord de l'imant i l'eix q queda avançat 90 graus elèctrics o en relació a l'eix d , o el que seria el mateix, $\frac{90}{p}$ graus mecànics, on p és el nombre de parell de pols en el rotor.

2.1. Equacions elèctriques en referència natural

Per comparar angles mecànics i elèctrics:

$$\begin{aligned}\theta_e &= p \cdot \theta_m \\ \omega_e &= p \cdot \omega_m\end{aligned}\tag{2.1}$$

On θ_e i θ_m són l'angle elèctric i el mecànic respectivament. p correspon al numero de parell de pols del motor i, ω_e i ω_m són la velocitat angular elèctrica i mecànica en radianys per segon. Tenint en compte les condicions efectuades per simplificar el model, obtenim les equacions elèctriques del motor que es descriu a continuació.

Per els motors síncrons d'ímants permanents interiors (el motor d'ímants superficials SPMSM, és un cas particular del IPMSM), com s'ha comentat en l'apartat 1.2, la forma del rotor provoca una variació del flux magnètic que el travessa. En l'estator, aquest fet es tradueix amb una variació d'inductància al llarg d'una volta elèctrica, i significa que aquesta variació està en funció amb l'angle del rotor. S'aproxima la variació d'inductància com una sinusoïdal en relació a la variació de reluctància entre els camins magnètics que es troba cada fase. Considerant la senyal sinusoïdal esmentada i les inductàncies de pèrdues per dispersió d'estator (L_{ls}), es troben les inductàncies pròpies de cada fase [5], [7].

$$L_{aa} = L_{ls} + L_A - L_B \cdot \cos(2\theta_r) \quad (2.2)$$

$$L_{bb} = L_{ls} + L_A - L_B \cdot \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

$$L_{cc} = L_{ls} + L_A - L_B \cdot \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

L_A i L_B venen descrits per les següents expressions:

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \varepsilon_1 \quad (2.5)$$

$$L_B = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \varepsilon_2 \quad (2.6)$$

N_s és el numero de voltes del bobinat, r és el radi de l'estator fins la seva circumferència interior, l és la llargada axial de l'entreferro del motor, μ_0 és la permeabilitat de l'aire ($= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$) i, ε_1 i ε_2 es calculen a partir de les equacions següents:

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (2.7)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (2.8)$$

en les que g_{min} és l'entreferro mínim i g_{max} és l'entreferro màxim. En el cas dels motors de pols llisos $g_{min} = g_{max}$, conseqüentment $\varepsilon_2 = 0$ i produeix que $L_B = 0$ i dóna un resultat constant a tota la matriu d'inductàncies.

Les inductàncies que es produeixen entre les bobines de l'estator s'anomenen inductàncies mútues o d'acoblament i es defineixen a partir de les següents equacions

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2} L_A - L_B \cdot \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cdot \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.10)$$

$$L_{ca} = L_{ac} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cdot \cos 2\theta_r \quad (2.11)$$

Sabent que $\lambda = L \cdot i$, el flux magnètic creat pels corrents de l'estator correspon a:

$$\lambda_{abcs(s)} = \begin{pmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} \\ L_{bas} & L_{bbs} & L_{bcs} \\ L_{cas} & L_{chs} & L_{ccs} \end{pmatrix} i_{abcs} \quad (2.12)$$

on L_{aas} és la inductància pròpia del debanat de la fase a , L_{abs} i L_{acs} són les inductàncies mútues que hi ha entre els debanats de les fases a en b , i c en a respectivament. És el mateix per les inductàncies de la fase b i c .

El flux creat pels imants del rotor es defineix de la següent manera:

$$\lambda_{abcs(r)} = \lambda_m \begin{pmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

A partir de la relació del flux creat pels propis corrents de l'estator i el flux creat per l'imant permanent del rotor, s'obté el vector de flux concatenat per l'estator

$$\lambda_{abcs} = \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \quad (2.14)$$

que escrit de forma matricial queda de la següent forma

$$\begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} = \mathbf{L} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \lambda_m \begin{pmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

on la matriu d'inductàncies l'entenen com

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_r) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_r) & L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

El vector tensió que descriu el comportament de l'estator correspon a la seva caiguda de tensió més la tensió induïda que respon a la relació del flux concatenat en l'estator, i queda de la següent forma matricial:

$$v_{abcs} = R_s \cdot i_{abcs} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcs} \quad (2.17)$$

on

$$v_{abcs} = \begin{Bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{Bmatrix}; R_s = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}; i_{abcs} = \begin{Bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{Bmatrix}; \lambda_{abcs} = \begin{Bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{Bmatrix} \quad (2.18)$$

2.2. Transformacions matricials

Les equacions anteriors descriuen el comportament dinàmic del sistema elèctric del motor a partir de cada fase, és a dir, en la referència natural. Però el punt de vista que parteixen les formules anteriors presenten uns inconvenients, i és que utilitzant aquesta base els valors de les variables en estat estacionari varien amb la posició del rotor, així com es produeixen inductàncies d'acoblament entre les fases. La dependència de la posició del rotor produeix que el modelat matemàtic del sistema sigui complex, tenint en compte que es tracta d'un sistema diferencial no lineal.

Per aquest fet, s'utilitza un canvi de base per eliminar la dependència de la posició de l'angle dels coeficients de les equacions, dit d'un altre manera, es pretén passar a una nova referència que giri sincronitzada amb el rotor del motor per tant les variables no variaran amb la posició rotòrica, i a partir d'aquesta base tampoc es veuran acoblaments magnètics entre fases, simplificant el càlcul de la matriu d'inductàncies.

Aquesta transformació es coneix amb el nom de Transformada de Park [8], que proporciona una relació constant entre el flux concatenat en l'estator (λ_s) i el vector de corrent (i_{dqs}), sigui quina sigui la situació del rotor. En la Figura 2.2 es mostra els eixos estacionaris (a_s b_s c_s), els quals estan en el mateix pla i resten desfasats 120° , i els eixos rotatius de Park (d_s q_s), els quals són ortogonals i estan desfasats un angle θ_r de f_{qs} respecte de f_{as} .

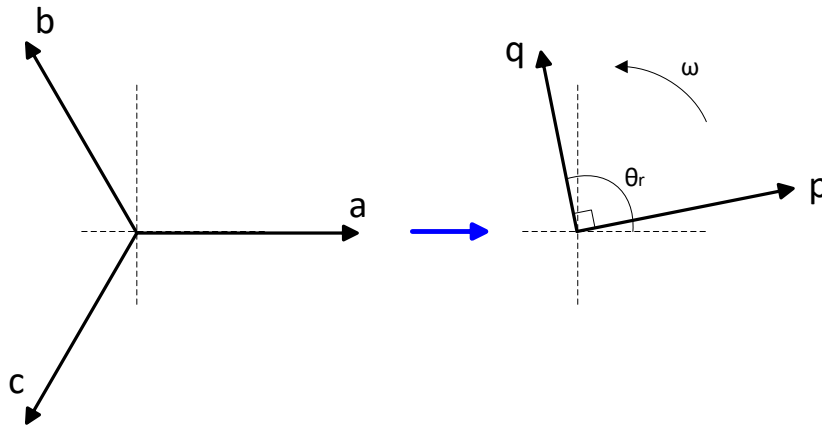


Figura 2.2 Eixos transformada de Park

Podem expressar les variables dels eixos estacionaris en els eixos rotatius a partir de les formules següents:

$$f_{ds} = \frac{2}{3} \left(f_{as} \sin \theta + f_{bs} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{cs} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (2.19)$$

$$f_{qs} = \frac{2}{3} \left(f_{as} \cos \theta + f_{bs} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{cs} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (2.20)$$

tenint en compte que f és qualsevol variable del motor (tensió, corrent, flux...). Cal considerar que hi ha tres fases, i per equiparar el número d'equacions amb el nombre de variables, és necessari obtenir una tercera equació, anomenada zero o homopolar. La seva expressió és:

$$f_{0s} = \frac{1}{3} (f_{as} + f_{bs} + f_{cs}) \quad (2.21)$$

La component homopolar s'entén com un vector perpendicular al pla, creat a partir de les components d i q . Com que en les aplicacions generals no hi ha un camí de retorn del neutre, la component homopolar és zero:

$$f_{as} + f_{bs} + f_{cs} = 0 \quad (2.22)$$

Es pot expressar la transformada de Park de diverses maneres. Per una banda hi ha la que manté el mòdul dels vectors de l'espai abc a dq, i per l'altre, el mòdul dels vectors es veu modificat però es manté el mòdul de la potència instantània. En aquest treball s'utilitza el primer tipus de transformada.

Definim la matriu de Park com

$$(P(\theta)) = \begin{pmatrix} 1 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ 1 & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

Utilitzada per passar dels eixos ortogonals d , q i 0 als eixos de les fases a , b i c

$$f_{abcs} = (P(\theta)) \cdot f_{0dq} \quad (2.24)$$

Per fer la inversa, la matriu de Park ens queda definida com

$$(P(\theta))^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Utilitzada per obtenir els components d , q i 0 a partir de les fases a , b i c

$$f_{0dqs} = (P(\theta))^{-1} \cdot f_{abcs} \quad (2.26)$$

Entenent els vectors f_{abcs} i f_{0dqs} com

$$\{f_{abcs}\}^T = \{f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}\} \quad (2.27)$$

$$\{f_{0dqs}\}^T = \{f_{0s} \quad f_{ds} \quad f_{qs}\} \quad (2.28)$$

2.3. Equacions elèctriques en referència síncrona.

Les expressions següents mostren les variables dels eixos estacionaris expressades en els eixos de la transformada de Park

2.3.1. Tensió

Es descriu la tensió aplicada als debanats de l'estator en base abc com

$$v_{abcs} = R_s \cdot i_{abcs} + \frac{d}{dt} \cdot \lambda_{abcs} \quad (2.29)$$

S'ha de multiplicar per $(P(\theta))^{-1}$

$$\begin{aligned} (P(\theta))^{-1} \cdot v_{abcs} &= (P(\theta))^{-1} \cdot R_s \cdot i_{abcs} + \left[(P(\theta))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (L \cdot i_{abcs}) \right] \\ &+ (P(\theta))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \lambda_{abcs} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Simplificant i utilitzant la regla de la cadena queda

$$\begin{aligned} v_{0dqs} &= \left[(P(\theta))^{-1} \cdot R_s \cdot P(\theta) \cdot i_{0dqs} \right] \\ &+ \left[(P(\theta))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (L) \cdot P(\theta) \cdot i_{0dqs} \right] \\ &+ \left[(P(\theta))^{-1} \cdot L \cdot \frac{d}{dt} (P(\theta)) \cdot i_{0dqs} \right] \\ &+ \left[(P(\theta))^{-1} \cdot L \cdot P(\theta) \cdot \frac{d}{dt} i_{0dqs} \right] + \dot{\lambda}_{0dqs} \end{aligned} \quad (2.31)$$

on

$$v_{0qds} = \begin{Bmatrix} v_{0s} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \end{Bmatrix}; i_{0qds} = \begin{Bmatrix} i_{0s} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{Bmatrix}; \lambda_{0qds} = \begin{Bmatrix} \lambda_{0s} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{Bmatrix} \quad (2.32)$$

A partir de la forma matricial de les variables obtenim els resultats de la tensió en eixos ortogonals $0dq$.

$$v_{0s} = R_s \cdot i_{0s} + L_{ls} \cdot \dot{i}_{0s} \quad (2.33)$$

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_d \cdot \dot{i}_{ds} - \omega_r L_q \cdot i_{qs} \quad (2.34)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_q \cdot \dot{i}_{qs} + \omega_r L_d \cdot i_{ds} + \omega_r \lambda_m \quad (2.35)$$

2.3.2. Potència

La potència total instantània expressada en variables abc és

$$P_{eabcs} = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} \quad (2.36)$$

Es multiplica per la matriu $(P(\theta))^{-1}$ per fer el canvi de base a $0dq$.

$$(P(\theta))^{-1} \cdot P_{eabcs} = (P(\theta))^{-1} \cdot v_{as} i_{as} + (P(\theta))^{-1} \cdot v_{bs} i_{bs} + (P(\theta))^{-1} \cdot v_{cs} i_{cs} \quad (2.37)$$

Expressant els components de l'equació anterior en variables $0dq$ mitjançant la matriu inversa de Park s'arriba a les següents expressions de potència per cada una de les fases

$$v_{as}i_{as} = (v_{0s} + v_{ds} \sin(\theta) + v_{qs} \cos(\theta))(i_{0s} + i_{ds} \sin(\theta) + i_{qs} \cos(\theta)) \quad (2.38)$$

$$v_{bs}i_{bs} = \left(v_{0s} + v_{ds} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{qs} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right)\left(i_{0s} + i_{ds} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{qs} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (2.39)$$

$$v_{cs}i_{cs} = \left(v_{0s} + v_{ds} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{qs} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right)\left(i_{0s} + i_{ds} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{qs} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (2.40)$$

Al sumar els termes queda

$$\begin{aligned} P_{abcs} = P_{0dqs} = & 3v_{0s}i_{0s} + v_{ds}i_{ds} \left(\sin^2(\theta) + \sin^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ & + v_{qs}i_{qs} \left(\cos^2(\theta) + \cos^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ & + (v_{0s}i_{0s} + v_{ds}i_{ds}) \left(\sin(\theta) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ & + (v_{0s}i_{0s} + v_{qs}i_{qs}) \left(\cos(\theta) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ & + (v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \left(\cos(\theta) \sin(\theta) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (2.41)$$

i tenint en compte les relacions següents

$$\begin{aligned} \sin^2(\theta) + \sin^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{3}{2} \\ \cos^2(\theta) + \cos^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{3}{2} \\ \sin(\theta) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) &= 0 \\ \cos(\theta) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) &= 0 \\ \cos(\theta) \sin(\theta) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) &= 0 \end{aligned} \quad (2.42)$$

s'arriba a la següent equació

$$P_{e0dq} = \frac{3}{2}(2v_{0s}i_{0s} + v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \quad (2.43)$$

2.3.3. Parell electromagnètic

Es busca el parell del motor a partir del balanç de potència de l'equació (2.43), però la component homopolar és zero ja que no hi ha un camí de retorn del neutre.

$$P_e = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \quad (2.44)$$

Desenvolupant l'equació a partir de les equacions (2.34) i (2.35) queda de la següent manera

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{3}{2}(R_s \cdot (i_{ds})^2 + R_s \cdot (i_{qs})^2) \\ &+ \frac{3}{2}\left(\frac{L_d}{2} \frac{d}{dt} \cdot (i_{ds})^2 + \frac{L_q}{2} \frac{d}{dt} \cdot (i_{qs})^2\right) \\ &+ \frac{3}{2}(\omega_r(\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q)i_{ds} \cdot i_{qs})) \end{aligned} \quad (2.45)$$

on cada apartat es pot entendre com

$$\begin{aligned} P_e &= (\text{Perdues en els conductors}) \\ &+ (\Delta \text{ energia magnètica emmagatzemada}) \\ &+ (\text{Converció d'energia}) \end{aligned} \quad (2.46)$$

L'apartat de la potència electromecànica es pot deixar en funció de la velocitat mecànica de l'eix (ω_{rm}) i el parell motor (T_e)

$$P_{em} = \omega_{rm} \cdot T_e = \frac{3}{2}(\omega_r(\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q)i_{ds} \cdot i_{qs})) \quad (2.47)$$

A partir de la conversió de la velocitat mecànica (ω_{rm}) en velocitat elèctrica (ω_r) podem aïllar el parell motor (T_e), tenint en compte el n nombre de pols del rotor

$$\omega_r = \frac{n}{2} \omega_{rm} \quad (2.48)$$

$$T_e = \frac{P_{em}}{\omega_{rm}} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q)i_{ds} \cdot i_{qs}) \quad (2.49)$$

a on

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m i_{qs} \quad (\text{parell produït per l'imant permanent}) \quad (2.50)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (L_d - L_q) i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (\text{parell reluctant: parell produït per les diferències entre les reluctàncies dels eixos d i q}) \quad (2.51)$$

En el cas en què $L_d = L_q$, es parla d'un motor de pols llisos (SPMSM), i en aquest cas el parell està produït només pels imants, es podria dir que és un pas particular d'un IPMSM.

Interpretant els corrents i_{ds} i i_{qs} com les components del vector corrent i_s a un angle α

$$i_{ds} = i_s \cdot \cos \alpha \quad (2.52)$$

$$i_{qs} = i_s \cdot \sin \alpha$$

Es pot reescriure l'equació del parell a partir del mòdul de la intensitat i l'angle del parell, a partir de

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \left(\lambda_m i_s \cdot \sin \alpha + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \cdot \sin 2\alpha \right) \quad (2.53)$$

2.4. Equació mecànica

El parell electromagnètic relaciona les variables elèctriques amb les mecàniques, com el parell de càrrega (T_l) i la velocitat del motor (ω_{rm})

$$T_e = \left(J_m \frac{2}{n} \right) \dot{\omega}_r + \left(B_m \frac{2}{n} \right) \omega_r + T_l \quad (2.54)$$

equació en què J_m s'interpreta com la inèrcia del rotor i la càrrega mecànica acoblada a aquest, i B_m s'entén com el coeficient de fregament viscos del sistema mecànic

3. Control per a un motor PMSM

3.1. Introducció

Els motors síncrons d'imants permanents es caracteritzen per operar quan la velocitat del camp magnètic del rotor coincideix amb la velocitat dels corrents de l'estator, mantenint un sincronisme. S'aplica el control per garantir aquest sincronisme en qualsevol tipus de dinàmica que demani la càrrega o aplicació on el motor estigui instal·lat, influint (depenent del tipus de control) en els corrent, tensions, freqüència i altres paràmetres que regeixen el comportament d'aquest.

En primera instància, es distingeix dos possibles actuacions de control, en llaç obert o en llaç tancat. Quan el sistema de control actua en llaç obert (Figura 3.1), la sortida d'aquest control només depèn de la consigna d'entrada que s'hi aplica, sense tindre en compte l'error que hi pugui haver entre l'entrada i la sortida que doni peu a ajustar l'acció de control. Per altra banda, quan el sistema de control actua en llaç tancat (Figura 3.2), la senyal de sortida depèn de la consigna d'entrada i la realimentació de la sortida, per contrarestar canvis en la sortida, ja siguin per variacions internes, com pertorbacions externes.

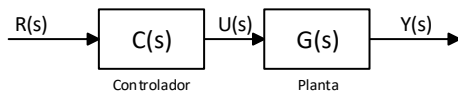


Figura 3.1 Sistema de control en llaç obert

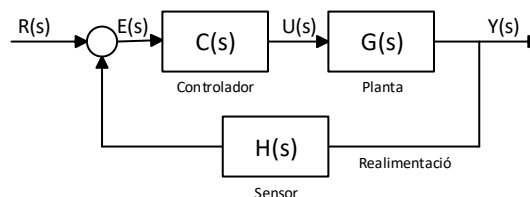


Figura 3.2 Sistema de control en llaç tancat

A continuació es presenten tres tipus de control adients pel nostre cas d'estudi d'un motor PMSM amb sensors de posició d'efecte Hall.

3.2. Control tensió freqüència (V/f)

El control per V/f, com el seu nom indica, opera amb una consigna de freqüència que es veu modulada en una tensió per acabar injectant les dues senyals de control (la consigna i la senyal modulada) en el convertidor. El principi de funcionament d'aquest control consisteix en procurar una relació tensió-freqüència constant en tot el ventall de velocitats en què opera el motor, obtenint un flux magnètic pels debanats de l'estator quasi constant en tot el rang de velocitats. És un control molt robust, ja que no es veu afectat per la pèrdua de fiabilitat amb el temps al variar els valors dels paràmetres del motor o relacionats amb el control en si, tot i

que no té una resposta dinàmica bona ni una precisió molt acurada. Es pot implantar aquest control en dos casos diferents:

En el primer cas, és necessari que constructivament hi hagi instaurat en el rotor uns debanats d'esmoreïment que funcionen com una gavià d'esquirol, i de la mateixa manera que en un motor d'inducció, els debanats incorporats produeixen un parell asíncron per redirigir el rotor perquè torni a la velocitat de sincronisme que li correspon cada vegada que se'n desvia. La simplicitat del sistema fa possible la implantació del control en llaç obert, sent una de les opcions més senzilla i barata d'implantar. Per contra, aquest control no està recomanat per aplicacions amb dinàmiques elevades. A baixes velocitats entrega un parell baix i la precisió és limitada. A més, la incorporació dels debanats encareix el motor, en fa augmentar la mida i redueix la seva eficiència energètica.

En el segon cas no hi ha instaurat els debanats d'esmoreïment en el rotor com en el primer, d'aquesta manera es necessita saber la velocitat en la que es troba el motor per mantenir el sincronisme com es pot veure en la Figura 3.3, això fa que sigui un sistema més complex que l'anterior. En aquest cas, pel control es mesura la velocitat a partir de sensors en el rotor, i es tracta aquesta mesura per realimentar-la en la senyal de freqüència d'excitació, obtenint un sistema en llaç tancat.

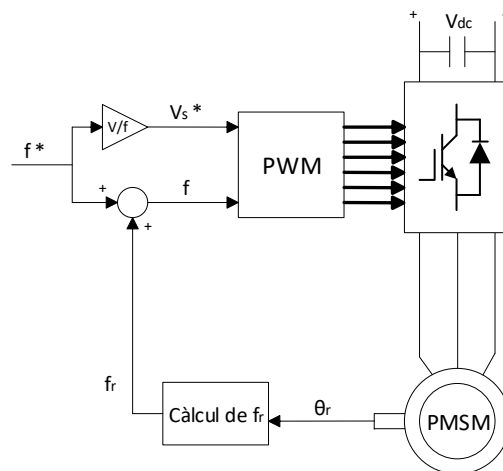


Figura 3.3 Esquema d'un control V/f amb llaç tancat

3.3. Control vectorial del camp magnètic

El control vectorial, també anomenat control de camp orientat o FOC (de l'anglès Field Oriented Control) és una estratègia que dona unes prestacions dinàmiques similars a les dels motors DC, aconseguint controlar de manera independent el flux magnètic i el parell resultant. La tasca a mantenir pel control és obtenir un angle ortogonal entre el vector flux produït pel rotor i el vector flux de l'estator per aconseguir un parell màxim. Per aquesta raó es necessita

saber la posició del rotor en tot moment.

Es té en compte que hi ha una relació entre el parell del motor síncron d'imants permanents i els corrents de l'estator. Per tancar aquest llaç de parell es necessita mesurar els corrent de l'estator. Aquests corrents es poden interpretar com un vector rotatori. Si s'ubica aquest vector en un marc de referència que també estigui rotant amb una velocitat angular igual a la freqüència síncrona de la màquina, es pot separar en les components dels eixos del nou marc de referència esmentat, corresponent inicialment, l'eix horitzontal proporcional al flux magnètic que origina la rotació i el vertical proporcional al parell generat pel motor elèctric.

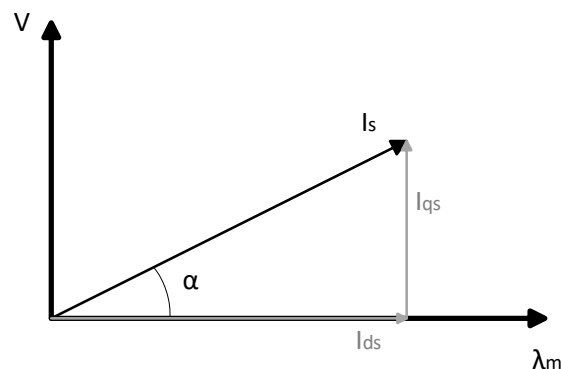


Figura 3.4 Diagrama fasorial del corrent de control vectorial

En el diagrama de la Figura 3.4, V és la tensió aplicada a l'estator del motor i λ_m correspon al camp magnètic resultant com a conseqüència d'aplicar-hi la tenso, formant un angle de 90° . Aquesta situació genera un vector corrent en l'estator I_s , que es pot dividir en les seves components I_{ds} , corresponent al corrent magnetitzant, i I_{qs} corresponent al corrent que produeix el parell. Per mantenir el sincronisme entre els corrents de l'estator i la posició del rotor el control s'encarrega de corregir l'angle α per mantenir constant el flux del motor i en conseqüència el parell aplicat.

En aquest tipus de control es poden tancar els llaços de parell, velocitat i també posició, obtenint millors prestacions que en el cas del control V/f , però per contra és més complex i car d'implementar. El la Figura 3.5 es presenta un esquema d'aquest control amb només l'enllaç de corrent, però se li pot addicionar els altres llaços esmentats anteriorment.

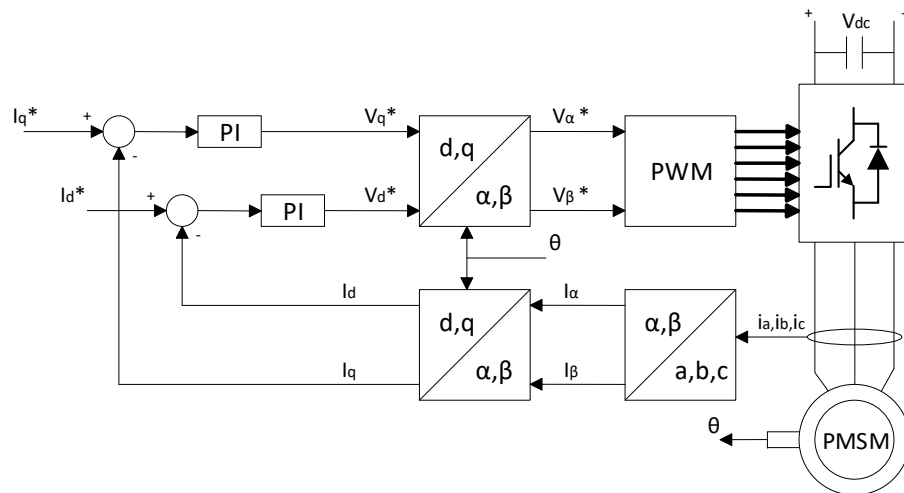


Figura 3.5 Esquema d'un control FOC

3.4. Control directe de parell

El control directe de parell o DTC (en anglès Direct Torque Control) és una estratègia de control més simple i senzilla d'implementar que l'anterior control vectorial, i es defineix per dirigir el parell produït pel motor a partir de dos controladors per histèresi, a través de determinar quin dels vuit estats diferents de l'inversor s'ha d'aplicar fins a la següent commutació. D'aquesta manera s'obté el mòdul (λ_s) i angle (θ_s) del vector flux de l'estator, tal com es veu en la Figura 3.6, al mateix temps també es descriu cada un dels vuit vectors de tensió (V_1, \dots, V_6) que per cada cas determinarien un diferent increment de flux.

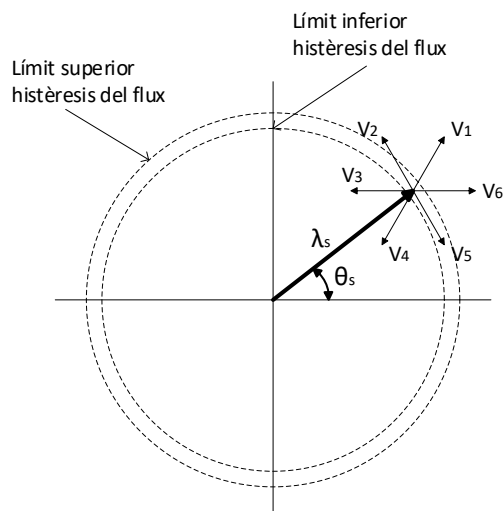


Figura 3.6 Principi de funcionament del DTC

Aquest control, esquematitzat en la Figura 3.7, presenta unes elevades prestacions

dinàmiques, més i tot que en el cas anterior, per contra el DTC provoca un arissat de parell elevat donant vibracions mecàniques. Aquesta ultima característica el descarta per una gran varietat d'aplicacions a velocitat variable.

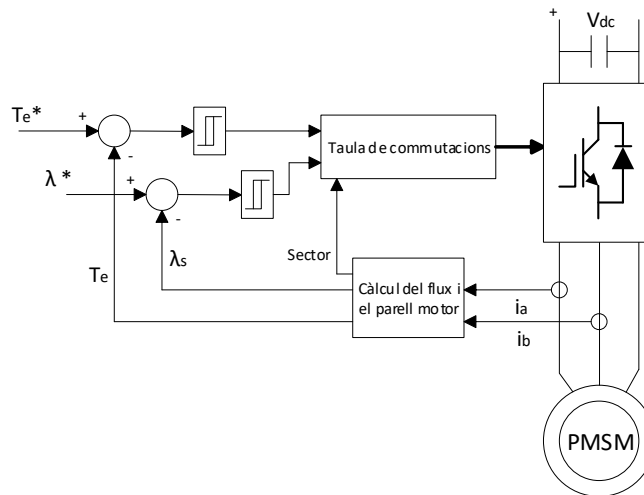


Figura 3.7 Esquema d'un control en DTC

3.5. Selecció del control

Després de comentar algun dels mètodes de control més habituals, es disposa a comparar-los per triar la tècnica més adequada per l'estudi. L'objectiu del motor analitzat és. Cal tindre en compte que l'aplicació del motor analitzat és el de propulsió d'una moto elèctrica. En aquestes cas es necessita que el comportament del motor proporcioni unes prestacions dinàmiques elevades ja que el comportament d'un vehicle es troba constantment en un regim transitori per haver de parar o arrancar el vehicle, o accelerar/desaccelerar en un moment donat. Per aquesta raó el control V/f queda descartat per ser el que menys prestacions aporta.

Per altra banda, també es té en compte el confort dels usuaris d'aquests vehicles, conseqüentment el control DTC, tot i ser la opció que atorga unes prestacions dinàmiques més elevades, es descarta perquè genera un arissat de parell elevat provocant vibracions mecàniques i arribant a ser percebut i incòmode pels viatgers.

Finalment, la opció més adequada per a l'aplicació d'estudi recau en el control FOC per la seves bones prestacions juntament amb absència d'alts arissats en el moviment del motor.

4. Tècniques de commutació per a un motor PMSM

4.1. Introducció

4.1.1. Convertidor

El sistema d'estudi es compon per una font de corrent continu i un motor trifàsic de corrent altern. Es necessita un convertidor d'electrònica de potència per convertir la forma de tensió continua a una forma d'ona alterna trifàsica anomenat inversor, com el que es pot veure en la Figura 4.1. Aquest inversor trifàsic està format per tres branques, i al mateix temps, cada una està composta per dos transistors que poden controlar el pas del corrent mantenint-se oberts o tancats a partir d'una consigna d'entrada. El punt mig de cada branca es connecta als diferents bobinats del motor.

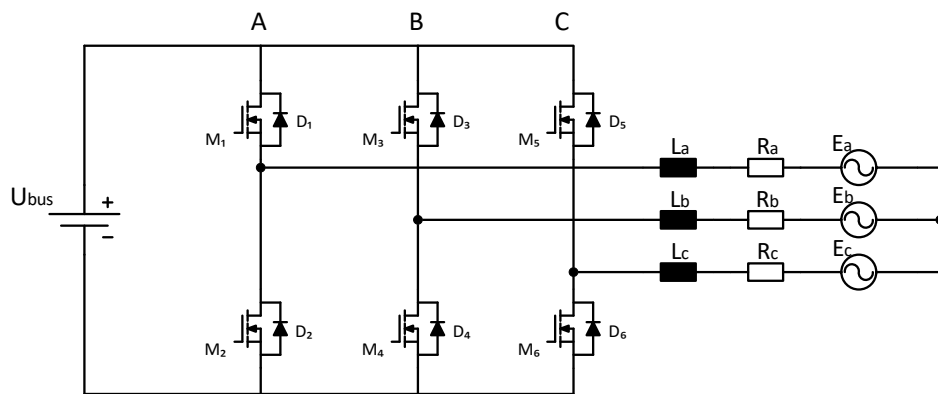


Figura 4.1 Convertidor inversor trifàsic de tres branques

A partir de les consignes que es donen a cada un dels transistors de l'inversor, es gestiona la quantitat de tensió de bus que s'injecta en el motor, per arribar a obtenir un control de la quantitat d'energia que s'envia a la carga.

4.1.2. Senyal PWM

La senyal PWM (en anglès Pulse Width Modulation) o modulació per ample de polsos és una tècnica de modulació que utilitza una ona de polsos rectangular, variant l'amplada d'aquests per obtenir un valor mig desitjat inferior o igual a la senyal d'entrada com s'observa en la Figura 4.2 [9].

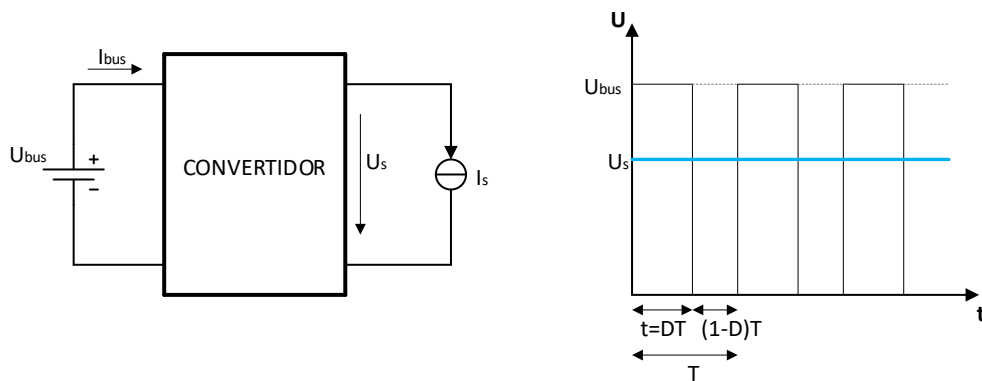


Figura 4.2 Esquema d'un convertidor amb la gràfica del cicle de treball associada.

La variació d'amplada de polsos també es pot descriure pel cicle de treball, que en la Figura 4.2 s'especifica amb D , i s'entén com la relació entre el temps en què l'interruptor de potència està tancat (t) respecte el període de commutació (T).

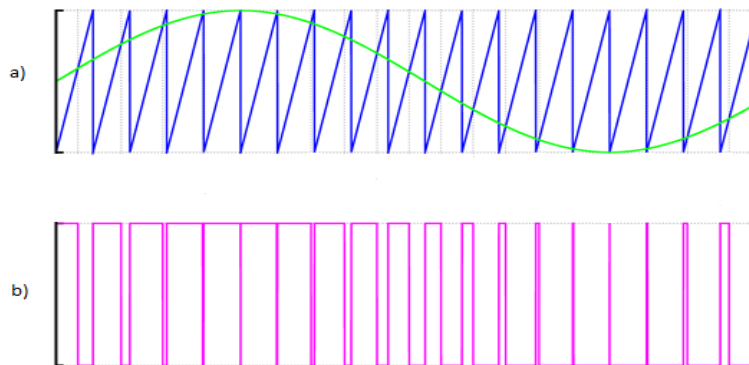


Figura 4.3 a) Gràfica de les senyals d'entrada de dents de serra i la senyal moduladora sinusoidal b) Senyal PWM resultant de la comparació de les dos anteriors.

Per a l'obtenció d'una senyal PWM, com s'il·lustra en la Figura 4.3 b), es comparen dos senyals d'entrada, per a la sortida tindre la desitjada. Una de les entrades consisteix en una senyal periòdica de dents de serra, i l'altre és la senyal moduladora (en el cas de la Figura 4.3 a) és una sinusoidal), que és la que ens donarà el cicle de treball o duty cycle.

4.1.3. Sensors de posició

Pel control d'un motor PMSM sempre es necessita saber la posició elèctrica del rotor. Aquesta posició es pot obtenir a través de diferents dispositius com sondes d'efecte Hall, encoder o resolver, o bé amb observadors digitals a partir dels corrents consumit i dels paràmetres de la planta, fent un control sense sensors de posició. Els encoders òptics i resolvers electromagnètics són utilitzats sovint per donar una posició acurada del rotor. No obstant, aquest sensors d'alta resolució son cars i incrementen el volum del sistema [10]. Per altra banda, els mètodes sense sensors no poden garantir el funcionament a baixes velocitats. Per

això la opció més viable per aquest projecte recau sobre els sensors d'efecte hall.

Els sensors o sondes d'efecte Hall son econòmics en comparació amb els sensors de gran resolució, i queden integrats d'una manera compacta dins del motor, sense incrementar el seu volum. Aquests detectors de posició donen una resposta lògica (0 o 1) en referència al camp magnètic detectat, és a dir, que durant 180° elèctrics donen senyal al veure un pol de l'imant, i els altres 180° estan apagats al veure el pol contrari.

Si es té en compte que constructivament es posiciona cada sonda a 120° elèctrics de distancia, i combinant teòricament les sortides lògiques de senyal de les tres sondes (una per cada fase), es poden donar 2^3 possibles combinacions, 8 estats diferents des de 000 a 111. No obstant, per la funcionalitat de les sondes d'efecte Hall i la distribució espacial dins del motor, els senyals 000 i 111 no es poden produir. Els 6 senyals restants divideixen la volta elèctrica de 360° en sis àrees donant una resolució de 60° elèctrics. El moment en què el vector flux del rotor canvia d'una secció a un altre és l'instant en què es canvia la direcció del camp magnètic de l'estator.

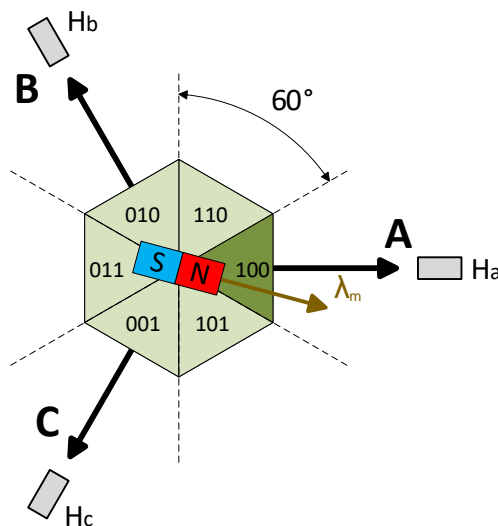


Figura 4.4 Zones de detecció de les sondes Hall en una volta elèctrica

Com es pot veure en la Figura 4.4 cada sonda està posicionada sobre d'una fase diferent i separada 120° de les altres, d'aquesta manera es crea una resolució de 60° elèctrics, corresponents a cada una de les zones triangulars. Cada zona ve descrita per tres bits corresponents al estat lògic de cada sonda (Ha, Hb, Hc).

El funcionament de les sondes d'efecte Hall es basa en la generació d'un voltatge en el sensor, a partir de l'aproximació d'un camp magnètic vertical extern mentre hi passa corrent per aquest sensor.

4.2. Tècniques de modulació de la tensió

Per al sistema de control pel projecte d'estudi d'aquest treball, amb la necessitat de saber la posició del rotor a partir de sondes Hall amb resolució de 60° , se li pot aplicar dos tipus de tècniques de modulació de la tensió. La primera és la metodologia 120° PWM o Six-Step vista en [6], i la segona tècnica de modulació correspon a la metodologia Space Vector PWM comentada en [11].

L'ítem susceptible de control per crear el moviment rotatori del motor és el vector corrent, que a la vegada, crea la direcció del camp magnètic que s'encarrega de atraure o repel·lir els imants del rotor. Com es veu en la Figura 4.5 es pot sintetitzar el vector corrent esmentat en sis posicions diferents que venen determinades cada una pel pas del corrent per dos de les fases. El sistema de control s'encarrega de combinar les fases per obtenir el vector corrent adient en cada instant. En la Figura 4.5 el corrent positiu és definit com el corrent que entra en la primera fase, i el corrent de retorn és el que surt per la següent fase.

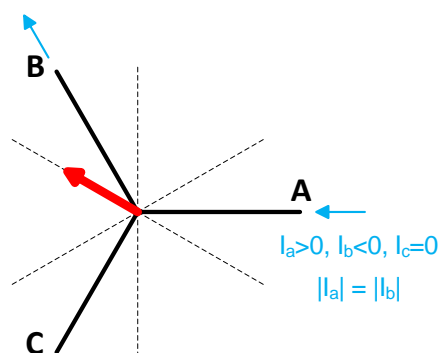


Figura 4.5 Posicions de la generació del vector corrent de l'estator

Per entendre el procediment de passar d'una posició del vector corrent a un altre es presenta un exemple. En la primera situació de la Figura 4.6, el vector del flux magnètic del rotor (λ_m) es troba en el sector 100 determinat per cada bit de les sondes Hall (H_a, H_b, H_c). Per a què doni parell de rotació al rotor en sentit antihorari, el vector corrent de l'estator s'ha de generar en la posició on l'angle que es formi entre el centre del sector de les sondes Hall on es troba el vector flux del rotor i el del corrent de l'estator sigui de 90° elèctrics (parell màxim). El cas esmentat és el vector que es genera excitant els debanats de les fases CB (per a un moviment antihorari), entenent que el corrent entra per la bobina de la fase C i surt per la bobina de la fase B. Aquesta acció provoca una rotació del vector flux del rotor en direcció a la secció 110. Quan el vector flux passa al sector adjacent, s'ha de produir un vector corrent en l'estator que estigui situat al voltant de 90° del vector flux per continuar proporcionant parell al motor, que en el cas de l'exemple (segona imatge de la Figura 4.6) correspon al vector corrent generat a

partir del pas de corrent pels debanats de les fases AC.

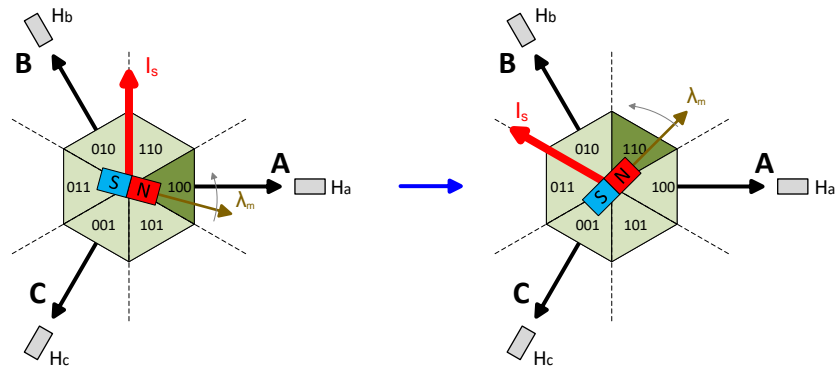


Figura 4.6 Interacció del vector flux magnètic del rotor i el vector corrent de l'estator per obtenir moviment rotatiu del motor

4.2.1. Tècnica de modulació Six Step o 120° PWM

Per aquesta estratègia de modulació de la tensió, en cada sector elèctric en el que es sintetitza un vector corrent diferent. I en el convertidor s'activen dues fases i una queda flotant, com es mostra en la Figura 4.7.

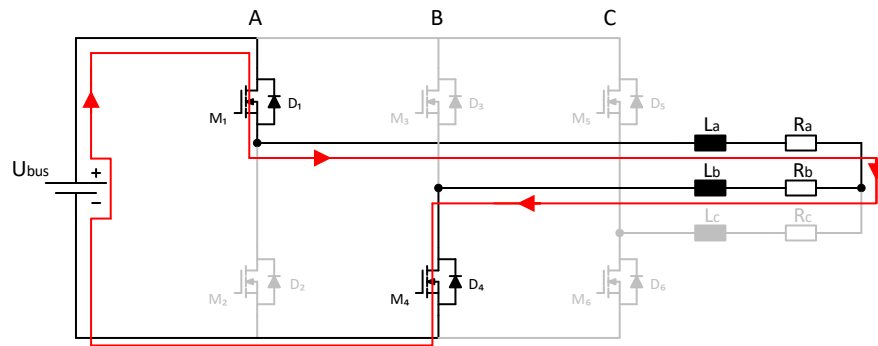


Figura 4.7 Camí del corrent en un convertidor al activar-se dos fases i quedar una flotant

El mètode Six Step està compost per sis possibles posicions del vector corrent en una volta elèctrica. La Taula 4.1 descriu la relació entre els estats del sensor i els estats d'excitació dels debanats de l'estator. I proporciona la seqüència d'activació de cada fase a seguir per sintetitzar el vector estatori en la posició adequada en cada instant de temps, procurant que estigui al voltant del 90° amb el vector flux magnètic del rotor per obtenir el parell màxim.

| Sondes Hall | | | Fases | | |
|-------------|---|---|-------|----|----|
| a | b | c | A | B | C |
| 1 | 0 | 0 | NC | - | + |
| 1 | 1 | 0 | + | - | NC |
| 0 | 1 | 0 | + | NC | - |
| 0 | 1 | 1 | NC | + | - |
| 0 | 0 | 1 | - | + | NC |
| 1 | 0 | 1 | - | NC | + |

Taula 4.1 Taula commutacions del mètode Six Step [12].

S'especifica la terminologia de la Taula 4.1 de commutacions a partir dels punts següents:

- Les columnes corresponents a les Sondes Hall donen l'estat de les sondes referit a la situació del rotor.
- Les columnes corresponents a les Fases determinen com estan excitats els debanats de l'estator.
- “+” el corrent entra en la fase connectada a bus +.
- “-” el corrent surt de la fase connectada a bus -.
- “NC” no hi circula corrent per aquesta fase.

La seqüència de commutacions vista en la Taula 4.1 es veu plasmada en la Figura 4.8 donant a entendre la posició del vector sintetitzat en l'estator en cada cas, i el moviment d'aquest vector que es descriu amb el conjunt dels sis passos.

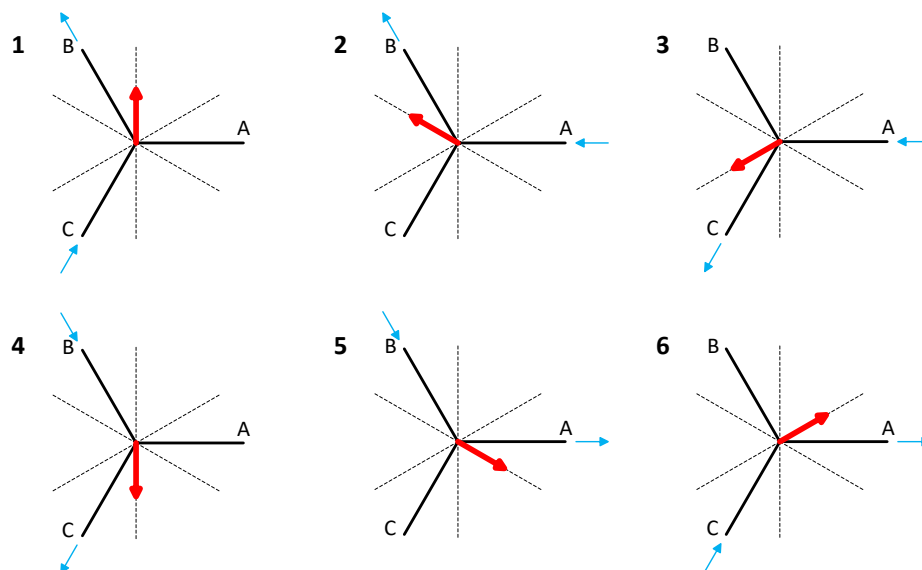


Figura 4.8 Rotació del camp magnètic de l'estator

També es pot mostrar la seqüència de la Taula 4.1 en un gràfic per observar quin percentatge de la volta elèctrica està activat cada un dels dispositiu i quins coincideixen en cada interval. La Figura 4.9 a) correspon al comportament de les sondes Hall en vers l'angle elèctric. I en la Figura 4.9 b) es reflecteix les senyals PWM que rep cada MOSFET del convertidor per implementar el control estipulat en el motor [13], [14].

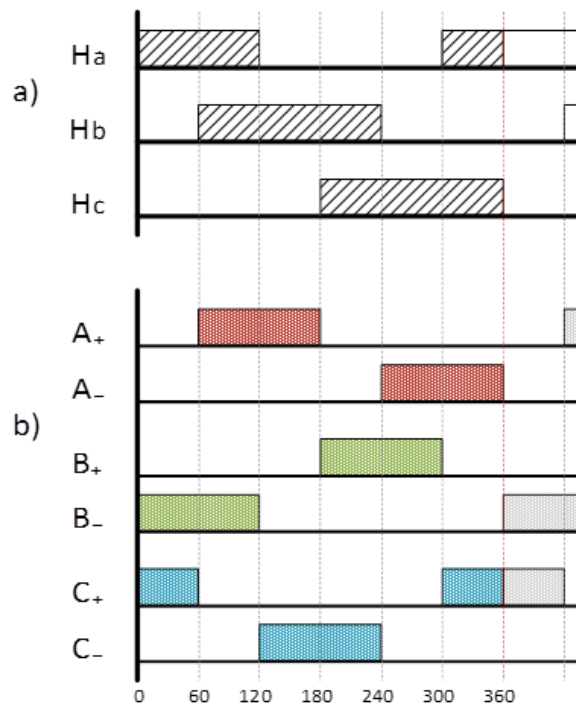


Figura 4.9 a) Senyal de les sondes Hall b) Activació dels dispositius del convertidor per la metodologia Six-Step no commutada amb branca flotant

La perspectiva del mètode plasmat en la Figura 4.9 comporta baixes pèrdues en les commutacions de l'inversor, però actua amb un control en llaç obert i en cada sector aporta tota la tensió de bus, aquest fet provoca un gran contingut d'harmònics, que incrementa les pèrdues en la banda del motor. Per solucionar els inconvenients anteriors es proposa modificar el mètode anterior com es veu en la Figura 4.10, on la zona inicial de cada transistor es commuti a alta freqüència, i que el cicle de treball es derivi de la referència de velocitat o l'error d'aquesta, és a dir, que actuï amb llaç tancat [15]. D'aquesta manera s'obté un mètode Six Step commutat amb branca flotant.

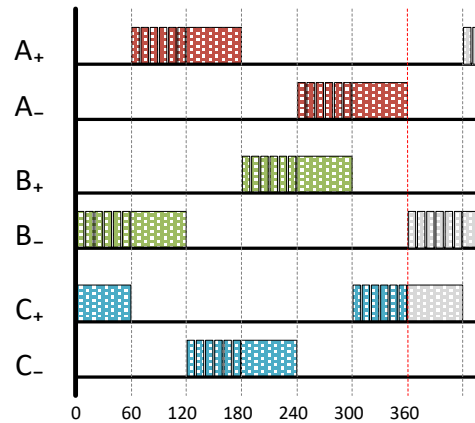


Figura 4.10 Mètode Six-Step commutat amb branca flotant.

En el mètode anterior del Six-Step commutat amb una branca flotant vist en la Figura 4.10, cal tindre en compte el comportament de l'inversor entremig de les commutacions. Per exemple, en la zona 60° - 120° , en la situació en què s'activen les branques AB. En el moment en què " M_1 " = off, es tanca el circuit deixant passar el corrent per " M_4 " = on i a través del díode en antiparal·lel del transistor " M_2 " com queda en la Figura 4.11. Aquesta acció provoca grans pèrdues de conducció que surten en forma de calor al passar pel díode.

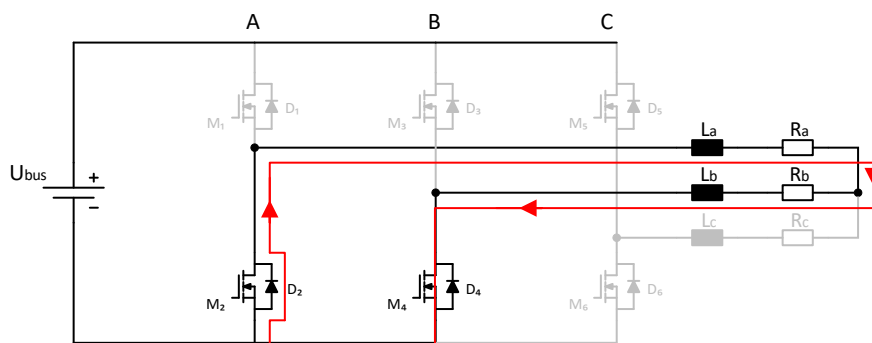


Figura 4.11 Camí del corrent quan la commutació de M_1 està en off

Per arribar a resoldre les pèrdues al passar corrent pel díode, es planteja fer que el corrent passi pel MOSFET del díode que li correspondria. Aleshores, en la branca commutada sempre hi ha un transistor tancat en tot instant de temps. D'aquesta manera es redueixen les pèrdues per dissipació de calor i les pèrdues de corrent. Aquest canvi queda plasmat en la Figura 4.12, sent la tècnica Six Step definitiva per implantar en el projecte.

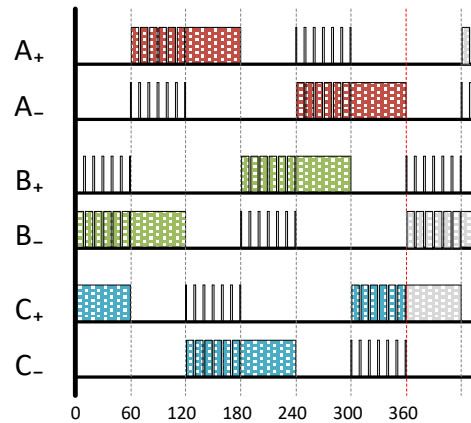


Figura 4.12 Mètode Six-Step commutant els dos transistors d'una branca amb branca flotant

4.2.1.1. Resum del mètode de commutació Six Step

Per tenir una perspectiva general del mètode, la Figura 4.13 resumeix el posicionament del motor (dins d'una volta elèctrica) tal com la situació de cada component de l'inversor en els sis casos possibles. En cada un d'ells es dona la situació del flux magnètic del rotor. El flux excita la sonda Hall donant la posició en la zona enfosquida de l'hexàgon interior, corresponent a la resolució de les sondes. A través d'aquesta situació, s'activa el protocol d'actuació del mètode excitant el debanat de l'estator que doni parell màxim (l'òptim és a 90°). El debanat excitat es veu reflectit en la zona enfosquida de l'hexàgon exterior. L'esquema de l'inversor mostra la combinació necessària d'estat obert i tancat dels seus components per arribar a formar la direcció del vector corrent per excitar el debanat corresponent de l'estator.

Commutacions en mode Six-Step

- Posició promig del vector flux
- Vector corrent resultant de la commutació
- Sector de detecció de posició del vector flux del rotor
- Sector d'actuació de l'estator

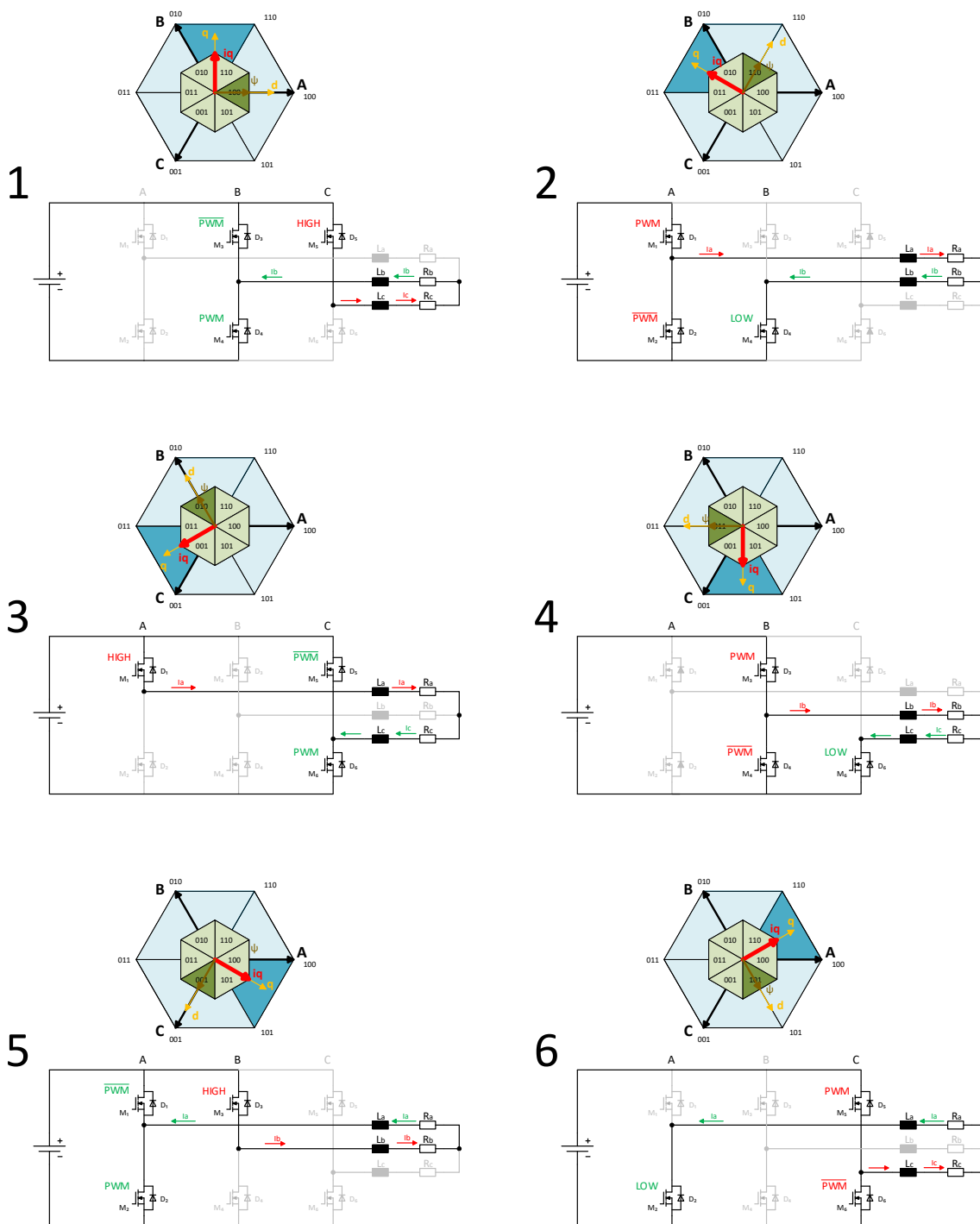


Figura 4.13 Comportament del camp magnètica i les zones detecció de les sondes hall, juntament amb les commutacions en cada cas dels dispositius de potència en el mètode Six Step.

4.2.2. Tècnica de modulació SVPWM

La modulació per vector espacial o SVPWM (de l'anglès Space Vector Pulse Width Modulation) és un algoritme de control del PWM. A diferencia del control anterior, que només utilitza dues branques per sector de l'inversor per generar el vector corrent, en control actual fa ús de les tres branques.

Es pot trobar implementat en diverses tipologies de convertidors i d'aplicacions. En aquest treball ens centrarem en l'aplicació del projecte d'estudi i en la tipologia del convertidor utilitzat fins ara. Aquest tipus inversor, com ja s'ha vist, està conformat per tres branques i tres fils, a més, es pot observar o referenciar les tensions abc respecte el punt mig del bus (o) per una banda i respecte el neutre AC (n) per l'altre, com es veu en la Figura 4.14. El fet que els punts (o) i (n) esmentats flotin entre ells, és a dir, que no estan connectats físicament, permet aplicar la tecnologia SVPWM.

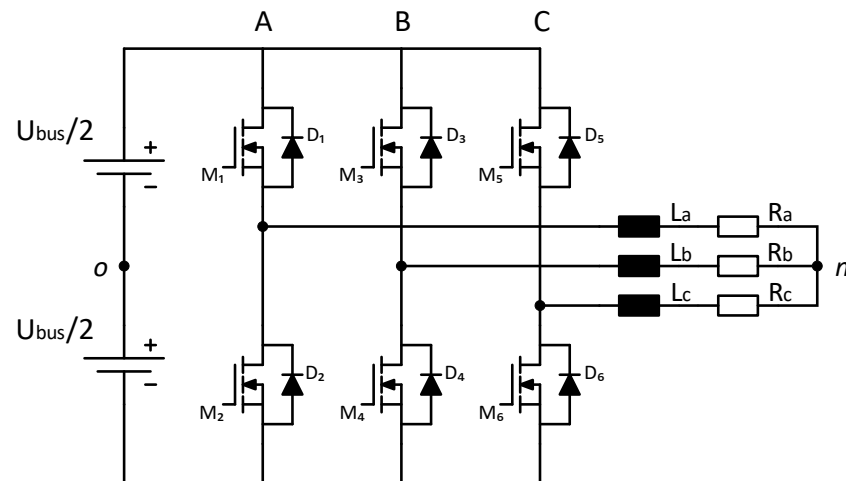


Figura 4.14 Inversor trifàsic, amb tres branques i tres fils amb el neutre flotant.

El fet que els punts (o) i (n) esmentats flotin entre ells, és a dir, que no estan connectats físicament, permet aplicar la tecnologia SVPWM [11].

El convertidor pot sintetitzar 8 possibles combinacions d'estat dels transistors (que no curtcircuiten el bus) que corresponen a cada un de les tensions instantànies que pot imposar. Cada tensió instantània es produeix a partir de la combinació de les tres branques com s'observa en la Figura 4.15.

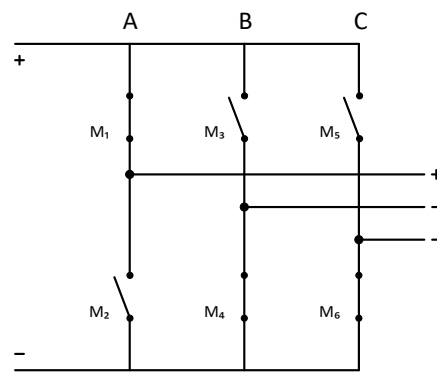


Figura 4.15 Exemple de commutació amb tres branques corresponent a V1

Els estats possibles del convertidor (V_1, \dots, V_0) queden agrupats en la taula tal, on 0 significa estat obert del transistor, i 1 correspon a l'estat tancat d'aquest.

| Branques | Transistors | V1 | V2 | V3 | V4 | V5 | V6 | V7 | V0 |
|----------|-------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| A | M1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| | M2 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| B | M3 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | M4 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| C | M5 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| | M6 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |

Taula 4.2 Combinacions del estats possibles del convertidor.

Els vectors espacials d'aquestes 8 tensions mesurades respecte al punt mig del bus (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}) es poden representar en l'espai i formen un cub d'amplada V_{bus} , com es pot veure en la Figura 4.16 des de diversos punts de vista diferents. Aquest cub denota l'espai en el que el convertidor és capaç de sintetitzar qualsevol vector a partir de la combinació dels estats esmentats [16].

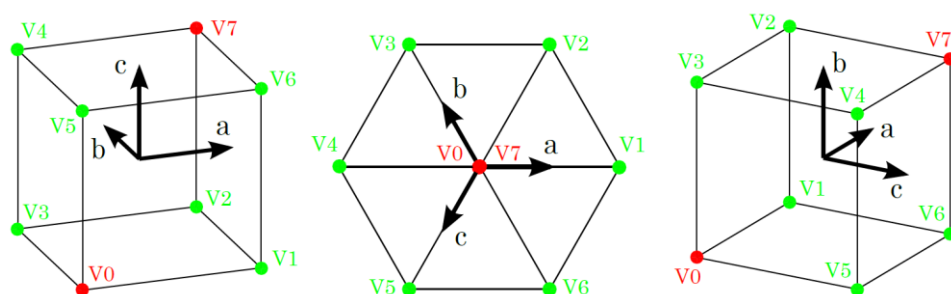


Figura 4.16 Diverses vistes dels estats del convertidor de 3 branques respecte (o) en referència natural.

En canvi, si es representen els vectors espacials d'aquestes mateixes tensions, però ara mesurades respecte el punt neutre (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}), l'espai es redueix en un pla degut a la pèrdua d'un grau de llibertat, pel fet que el neutre flotant fa que, donades dues tensions, la tercera no

pugui prendre qualsevol valor. És a dir, que l'espai de tensions queda contingut en un pla on la homopolar val sempre zero. Aquest pla coincideix amb la imatge central de la Figura 4.16.

La trajectòria màxima del vector espacial d'un sistema trifàsic equilibrat que queda contingut en el pla explicat anteriorment, en el que no hi ha homopolar, està ressaltada amb color lila en la Figura 4.17.

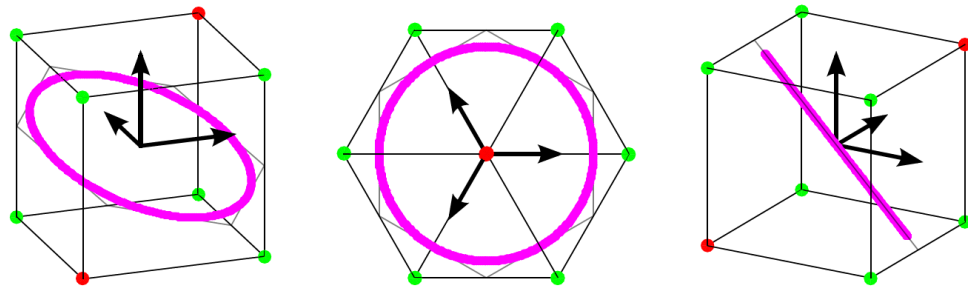


Figura 4.17 Representació de la trajectòria màxima del vector espacial.

Des de un punt de vista temporal equival a la Figura 4.18.

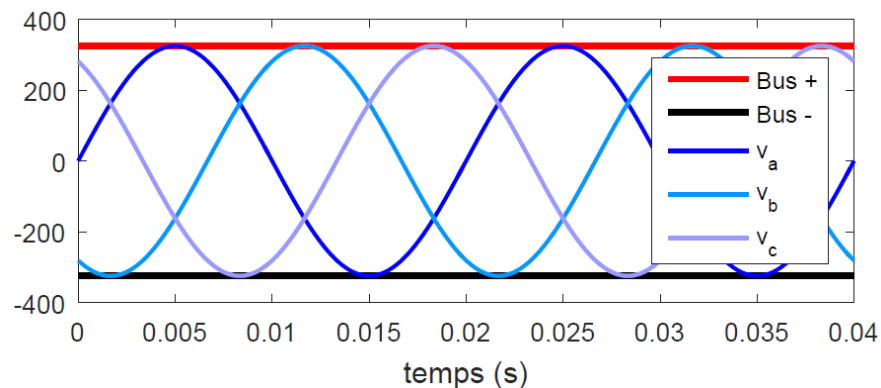


Figura 4.18 Tensions mitjanades màximes sintetitzables.

Analitzant la Figura 4.18, es pot observar com la trajectòria que es presenta és la màxima que es pot sintetitzar amb la tensió de bus donada (l'amplada del cub té el valor de la tensió de bus). En altres paraules, és el cercle màxim contingut dins del cub. Tanmateix, fixant l'atenció en la representació dels vectors espacials respecte el punt neutre (n), que coincideix amb la imatge central de la Figura 4.17, es veu que el cercle encara pot créixer respecte l'hexàgon on està contingut. Aquest fet dona peu a plantejar la seva ampliació, a canvi però de sintetitzar homopolar respecte el punt mig del bus (o), que no es veurà respecte el punt (n).

El procediment per ampliar el cercle comentat consisteix en afegir una component triangular de freqüència triple a la fonamental per a cada sinusoide, que dona lloc a les formes d'ona de la Figura 4.19.

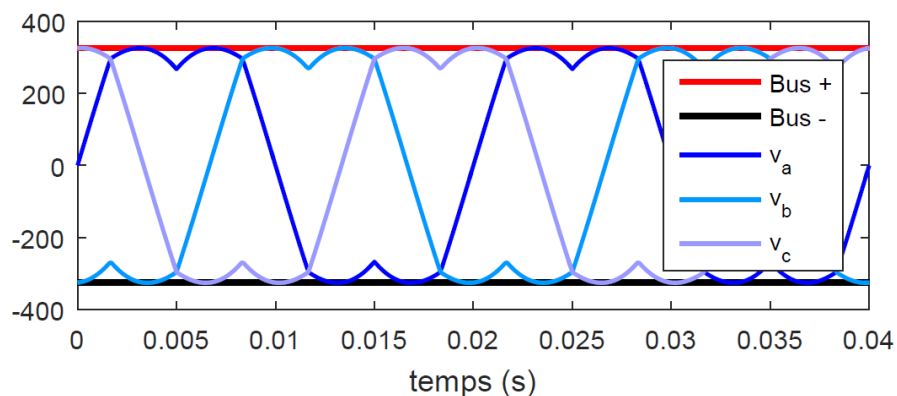


Figura 4.19 Tensions mitjanades màximes obtingudes respecte (o).

Quan aquest canvi es mira respecte el neutre, queda una gràfica com la de la Figura 4.20.

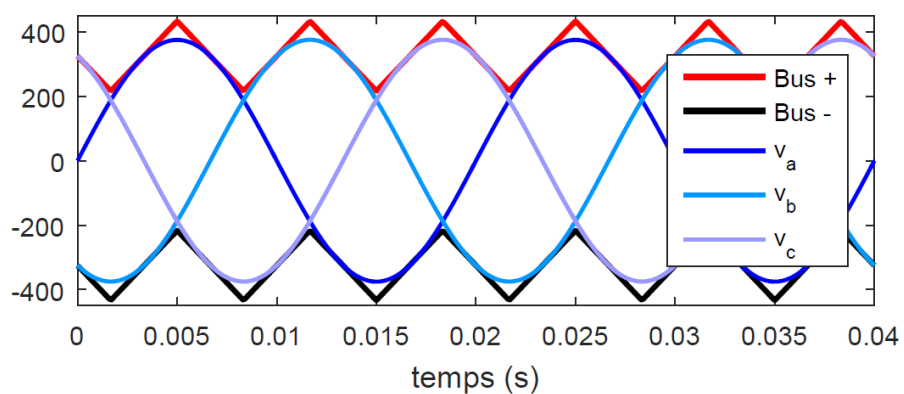


Figura 4.20 Tensions mitjanades màximes obtingudes respecte (o) passant la massa al punt (n).

Finalment en la Figura 4.21 s'aprecia com es fa moure el bus per encabir-hi un sistema de tres tensions virtualment més gran que el bus.

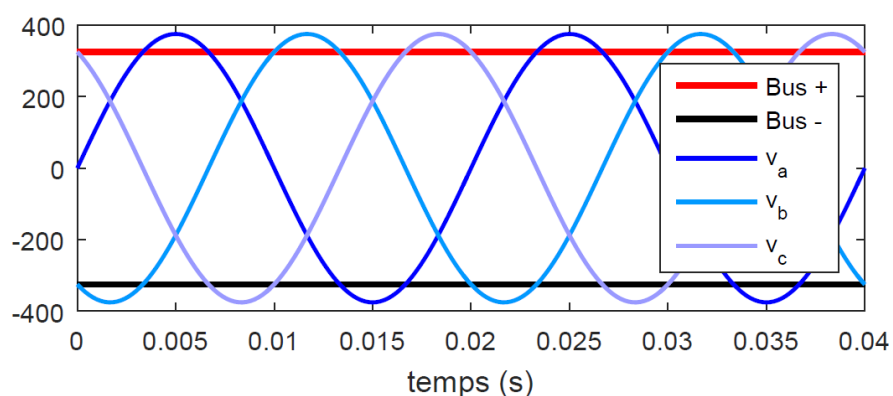


Figura 4.21 Tensions mitjanades màximes obtingudes respecte (n).

4.2.2.1. Resum del mètode de commutació SVPWM

Per donar una perspectiva resumida del mètode, en la Figura 4.22 es presenta explícitament les commutacions efectuades en un sector de la volta elèctrica per el mètode SVPWM. L'hexàgon interior correspon a les possibles posicions de l'angle discretitzat del rotor provinent de les senyals de les sondes Hall, i la zona enfosquida correspon al sector on hi ha la posició actual. L'hexàgon exterior pertany a les possibles posicions del vector que es sintetitza en l'estator, el qual parteix de la posició del rotor. La regió enfosquida pertany a la que ha d'excitar l'estator partint de la posició del rotor per arribar a obtenir el màxim parell. Cal tindre en compte que amb aquest mètode es podria sintetitzar el vector estatòric en qualsevol angle de la volta elèctrica, però com que depèn de la posició que li proporciona les sondes Hall i aquestes tenen una resolució de 60° , acaba optant a sintetitzar el vector en sis posicions diferents.

Commutacions en mode SVPWM

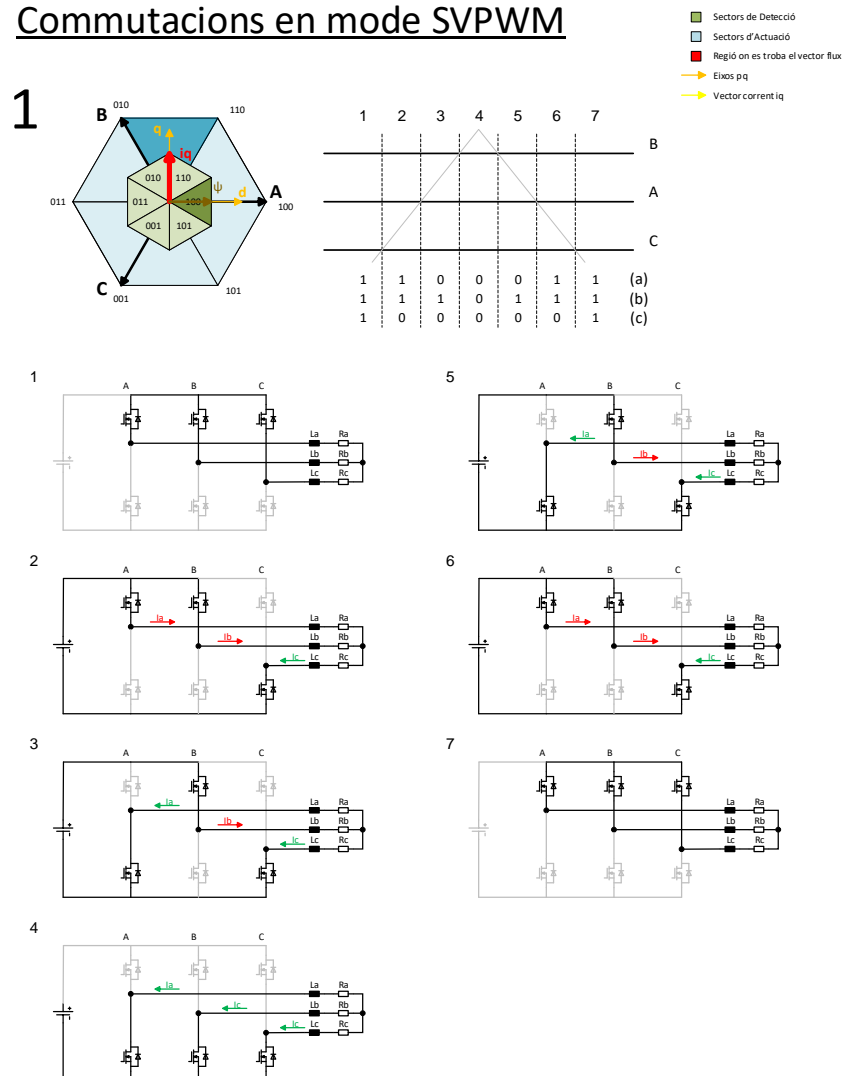
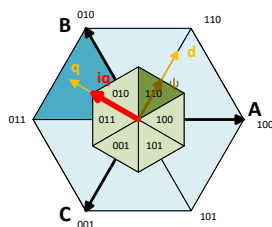


Figura 4.22 Comportament del camp magnètica i les zones de detecció de les sondes hall, juntament amb les commutacions en cada cas dels dispositius de potència per a un sector de la volta elèctrica.

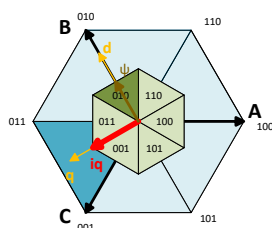
Tenint en compte el procediment de commutacions, s'exposa les de la resta de sectors a través d'una taula en cada cas especificades en la Figura 4.1.

2



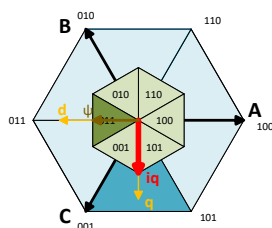
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|-----|
| | | | | | | | | A |
| | | | | | | | | C |
| | | | | | | | | B |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | (a) |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | (b) |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | (c) |

3



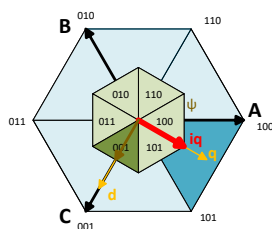
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|-----|
| | | | | | | | | C |
| | | | | | | | | B |
| | | | | | | | | A |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | (a) |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | (b) |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | (c) |

4



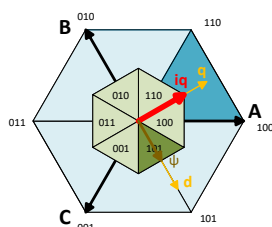
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|-----|
| | | | | | | | | B |
| | | | | | | | | A |
| | | | | | | | | C |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | (a) |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | (b) |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | (c) |

5



| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|-----|
| | | | | | | | | A |
| | | | | | | | | C |
| | | | | | | | | B |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | (a) |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | (b) |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | (c) |

6



| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|-----|
| | | | | | | | | C |
| | | | | | | | | B |
| | | | | | | | | A |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | (a) |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | (b) |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | (c) |

Figura 4.23 Commutacions efectuades per cada sector de la volta elèctrica en el cas del mètode SVPWM.

5. Disseny dels sistema en blocs REM

En aquest projecte es pretén simular el conjunt de la planta amb l'inversor i la bateria amb un model en referència natural mentre que el motor elèctric s'espera representar-lo en referència síncrona, ja que l'obtenció dels paràmetres del motor elèctric és més senzilla en aquesta base. A més, la modelització del convertidor en un model en referència natural et permet veure les commutacions i analitzar els models de commutació proposats. En el cas de la bateria s'ha considerat una font de tensió constant, en lloc d'una modelització real, per simplificar el model. Altres parts modelitzades del sistema que cal destacar són el control de la planta, la conversió electromecànica i la càrrega, que s'ha agafat del model de la càrrega implementat en [17].

En l'estructura del model hi ha dos fluxos diferents, el circuit de potència i el circuit de control. La part de potència i planta es simulen d'esquerra a dreta i el control de dreta a esquerra en la part inferior. El sistema s'expressa a partir de blocs REM (Representació Energètica Macroscòpica) [18]. La representació REM és una descripció gràfica que simplifica el sistema en subsistemes de blocs que es basen en el principi d'acció-reacció. És una metodologia utilitzada per simplificar models, simular i controlar sistemes electromecànics complexos.

5.1. Model del motor PMSM

El motor utilitzat per l'estudi correspon a un motor elèctric brushless AC de 6 kW de la marca Proud Eagle Electric Auto Tec. i model PE134850B. Les característiques del motor venen especificades en la Taula 5.1 següent:

| Especificacions Tècniques | | |
|--|---|--------------------|
| Tensió de bus (V_{dc}) / Corrent (I_{bat}) | 48/80 60/65 72/55 | (V/A) |
| Potència nominal | 4000 | (W) |
| Potència màxima | 6000 | (W) |
| Corrent màxim | 100 | (A) |
| Parell màxim | ≥ 150 | (N·m) |
| Rang de velocitats (13/14 polsades) | 48/45~60 (500~660) 72/65~80 (800~1000) | (V/ km/h (rpm)) |
| Tempera de treball | -20° ~ 120° | (°C) |
| Resistència debanats (R_s) | 17×10^{-3} | (Ω) |
| Inductància en d (L_d) | 70×10^{-6} | (H) |
| Inductància en q (L_q) | 79×10^{-6} | (H) |
| Nº de parell de pols (p) | 20 | |

| | | |
|---|--------|------|
| Flux magnètic imants permanents (λ_m) | 0,0199 | (Wb) |
|---|--------|------|

Taula 5.1 Especificacions del motor d'estudi [17], [19].

El sistema de la Figura 5.1 correspon al conjunt de la planta expressada en blocs REM. Cal destacar que el bloc de la transformada de Park està diferenciat més clar perquè no es pot considerar pròpiament un bloc REM ja que no conté cap transició energètica, però és necessari per entendre el canvi de referència de model.

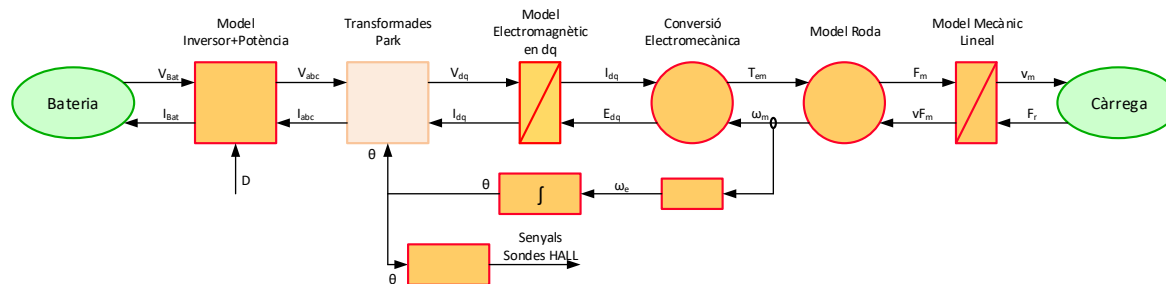


Figura 5.1 Representació Energètica Macroscòpica (REM) del model del sistema bateria + inversor + motor + càrrega

La bateria alimenta el model de l'inversor més potència amb la tensió V_{bat} i aquest consumeix un corrent I_{bat} de la bateria.

El model Inversor més potència s'encarrega de sintetitzar la tensió en referència natural, V_{abc} , per proporcionar-ho al debanat de l'estator, a través de la potència atorgada per la bateria i modulant-la segons els senyals de duty D calculats des del control per injectar en els transistors de l'inversor, i conseqüentment es produeix un consum de corrents per part de l'estator I_{abc} .

Es fa ús de la transformada de Park per passar les components en referència natural, com són V_{abc} i I_{abc} , a referència síncrona, com són V_{dq} i I_{dq} , tenint en compte l'angle elèctric de la posició del rotor. Es fa aquesta conversió per utilitzar les fórmules que modelen el PMSM en referència síncrona, ja que simplifiquen molt els càlculs.

El model electromagnètic del motor és alimentat amb la tensió V_{dq} i consumeix un corrent I_{dq} . El moviment rotatiu del motor proporciona un flux magnètic variable que depèn de la velocitat de gir del motor. Aquest flux magnètic variable es tradueix en una tensió induïda variable E_{dq} . La diferència entre la tensió aplicada i la tensió induïda serveix per variar el corrent consumit tenint en compte les caigudes de tensió resistives i inductives.

En el bloc de la conversió electromecànica es produeix el parell motor T_{em} a partir de l'entrada del corrent I_{dq} , que és consumit pels debanats de l'estator. A l'hora, aquest corrent juntament amb la velocitat angular mecànica ω_m produeixen la tensió induïda E_{dq} .

Tenint en compte el radi de la roda, s'obté la força que fa moure el sistema F_m a partir del parell motor T_m . Paral·lelament, s'adquireix la velocitat angular mecànica ω_m a partir de la velocitat lineal a la que va el sistema.

El model mecànic lineal utilitza la diferència entre la força mecànica F_m i la força resistent per calcular la velocitat del sistema.

Finalment, a partir de la velocitat a la que va el sistema, la càrrega provoca una força resistent F_r que s'oposa al moviment donat.

Paral·lelament, el senyal de la velocitat angular mecànica es tracta per a poder obtenir l'angle elèctric en què està posicionat el rotor en cada moment. I aquest paràmetre dona peu a poder modelitzar els senyals de les sondes Hall, que són els que proporcionen realment la posició al control de la planta amb una resolució de 60° , com s'ha comentat anteriorment. Al mateix temps s'utilitza el senyal I_{abc} per introduir-lo en el control de corrent i obtenir-ne el duty necessari per controlar l'estat d'obertura i tancament dels interruptors de potència de l'inversor.

5.1.1. Bloc model electromagnètic en referència síncrona

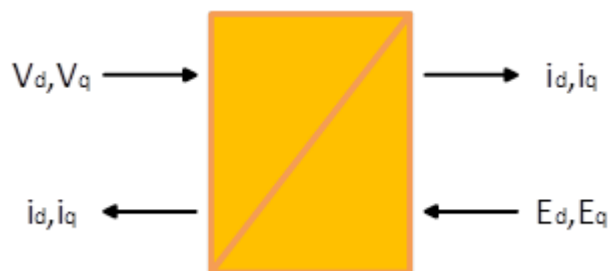


Figura 5.2 Bloc REM del model electromagnètic del motor

El bloc de la Figura 5.2 està implementat amb els vectors d i q, per això tant les entrades com les sortides tindran dos components. La potència proporcionada al motor correspon al producte dels components V_{dq} i I_{dq} . Per l'altre banda, el producte de I_{dq} i E_{dq} dona la potència efectiva del subsistema.

Aquest bloc queda descrit per les següents equacions i s'implementa en el programa Simulink com es veu en la Figura 5.3.

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{v_d + e_d - R i_d}{L_d s} \\ i_q &= \frac{v_q - e_q - R i_q}{L_q s} \end{aligned} \quad (5.1)$$

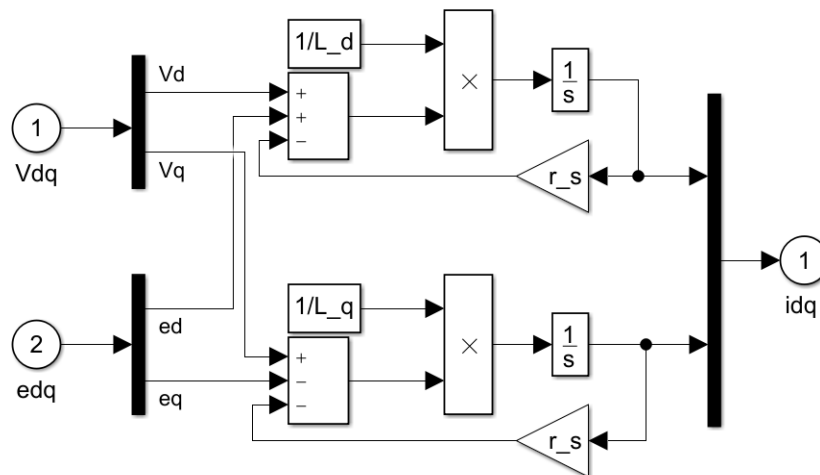


Figura 5.3 Bloc en Simulink de les equacions elèctriques segons REM

5.1.2. Bloc conversió electromecànica



Figura 5.4 Bloc REM de la Conversió Electromecànica

En aquest cas, passem de variables elèctriques a variables físiques. A partir de les entrades, el corrent i_{dq} i la velocitat mecànica angular ω_m obtenim la força electromotriu E_{dq} . Per la seva banda, en T_e només hi intervé el corrent i_{dq} . Aquestes relacions es veuen plasmades en les equacions següents juntament amb la implementació d'aquest bloc en el programa Simulink (Figura 5.5).

$$T_{em} = \frac{3}{2}p(\lambda_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} E_d &= -\omega_e L_q I_q \\ E_q &= \omega_e (L_q I_q + \lambda_m) \end{aligned} \quad (5.3)$$

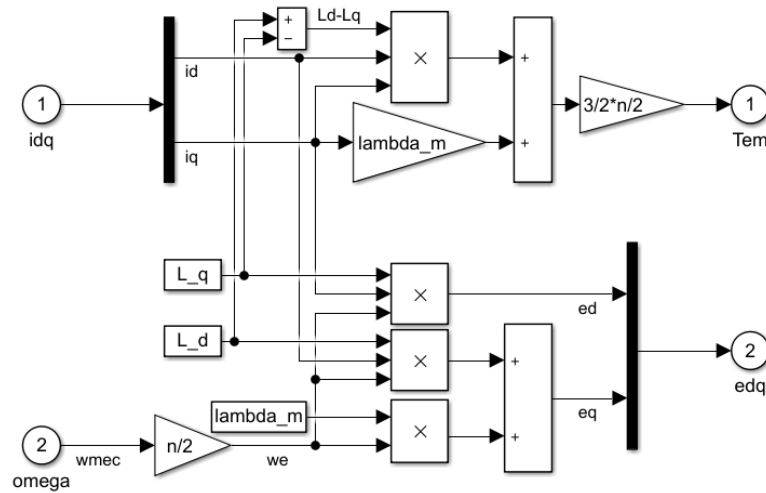


Figura 5.5 Bloc en Simulink de la Conversió Electromecànica segons REM

5.1.3. Bloc model mecànic

En aquest cas, hi participen varies formules especificades que descriuen el camí per arribar a obtenir les entrades i sortides de la Figura 5.6.

$$F_m = \frac{T_{em}}{r_{roda}} \quad (5.4)$$

$$\omega_m = \frac{v_m}{r_{roda}} \quad (5.5)$$

D'on s'obté la força motor F_m a partir del parell motor T_{em} partit pel radi de la roda r_{roda} , i la velocitat angular mecànica ω_m resultant de la fracció entre la velocitat lineal mecànica v_m i el radi de la roda r_{roda} .

$$v_m = \int \frac{F_m - F_r}{m_{tot}} = \int \text{acceleració} \quad (5.6)$$

En aquest cas s'integra l'acceleració per arribar a la velocitat lineal, fent us de la 2a llei de Newton: $\text{Força} = \text{massa} \times \text{acceleració}$.

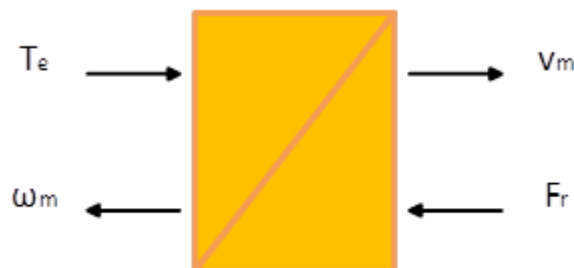


Figura 5.6 Bloc REM de les Equacions Mecàniques

Al implementar aquest bloc en Simulink obtenim la Figura 5.7, on el bloc a) correspon a les formules (5.4) i (5.5) i el bloc b) correspon a la formula (5.6).

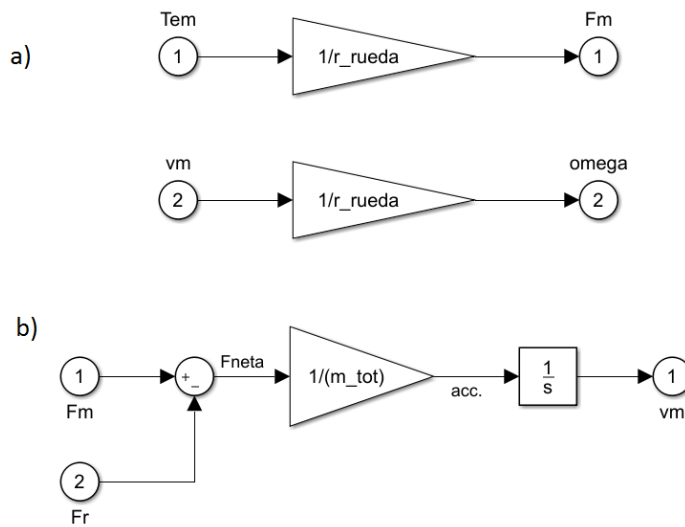


Figura 5.7 Bloc en Simulink de les equacions mecàniques

5.2. Model dels mètodes de control

Relacionat amb el model anterior REM, s'especifica de la mateixa manera els models de control. El concepte de sistema de control recau sobre la generació d'un senyal que s'encarrega de dirigir el comportament del motor, a partir de l'error entre un senyal de consigna indicat amb un asterisc (*) i la recirculació del senyal de sortida de la planta. A continuació es planteja el sistema de control en cada una de les tècniques de modulació de la tensió presentades en el capítol anterior, en el mètode Six Step, i en el mètode SVPWM.

5.2.1. Control en Six Step

L'esquema del control en la modelització en Six Step es visualitza en la Figura 5.8 a partir de blocs REM. S'utilitza les senyals provinents de les sondes Hall per sintetitzar l'angle discret de la posició del rotor. Al utilitzar un angle aproximat, tots els càlculs que depenen d'aquest angle també presenten com a resultat una aproximació de la realitat.

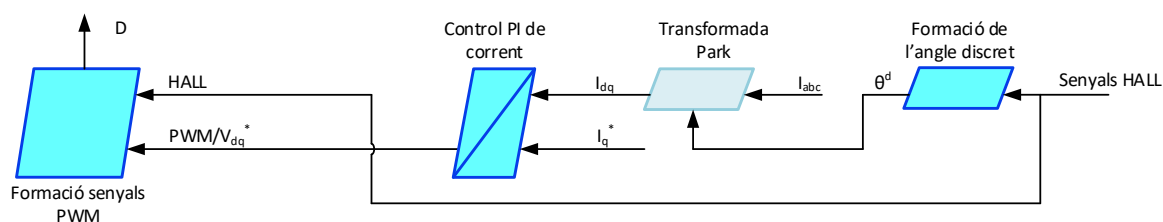


Figura 5.8 Esquema control Six Step amb blocs REM

Com s'ha comentat anteriorment en l'esquema del bloc REM de la Figura 5.1, el bloc de la transformada de Park de la Figura 5.8 està diferenciat més clar perquè no es pot considerar pròpiament un bloc REM ja que no conté cap transició energètica, però és necessari per entendre el canvi de referència de model.

En el bloc de la transformada de Park s'introdueix el corrent I_{abc} dels debanats de l'estator i l'angle discretitzat de la posició del rotor, calculat anteriorment per transformar el corrent en referència natural a referència síncrona per poder tractar-lo en el control com a corrent de realimentació.

En aquest cas, només hi ha un control PI del corrent per la consigna de corrent I_q^* imposada, i el corrent I_q transformat en el bloc anterior, per fer un control enllaç tancat (en aquest mètode només es fa servir la component q de cada flux de corrent). La resultant que surt del bloc de control és un PWM que proporciona el duty cycle (o cicle de treball) per a les zones de commutació d'aquest mètode, com es pot veure en l'apartat Tècniques de modulació de la tensió 4.2.1.1.

El bloc final de formació demana el senyal de les sondes Hall, utilitzat anteriorment, per a la formació de l'estructura del senyal del mètode. I el senyal de control PWM de commutació que està estipulat en l'apartat 4.2.1. En conseqüència es forma el senyal de duty per proporcionar-lo al convertidor de la planta.

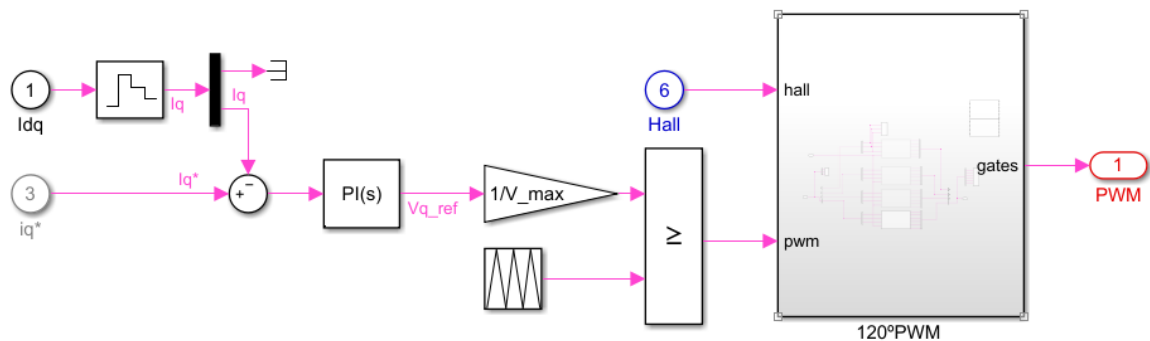


Figura 5.9 Control de la planta a partir de la tècnica Six Step amb Simulink

La Figura 5.9 mostra l'estructura del mètode Six-Step modelitzat en el programa Simulink-MATLAB on s'observa com a blocs destacats el PI utilitzat pel control, i el bloc anomenat "120° PWM" que engloba la generació del senyal de control característic del mètode a partir de l'angle de la posició del rotor proporcionat per les sondes Hall i el senyal de control sintetitzat pel PI del sistema.

5.2.2. Control en SVPWM

L'esquema d'aquest control, formulat en blocs REM, es pot observar en la Figura 5.10. Com

en l'esquema anterior de la Figura 5.8, el bloc de la transformada de Park està diferenciat més clar ja que no conté cap transició energètica i això fa que no es pugui considerar pròpiament un bloc REM, però és necessari per entendre el canvi de referència de model.

Com a senyals d'entrada de l'esquema, s'utilitza el sintetitzat per les sondes Hall per formar l'angle de posició del rotor (aquest angle queda discretitzat a causa de la resolució de 60° elèctrics de les sondes Hall). Com s'ha descrit en el cas anterior, al utilitzar un angle aproximat en certs càlculs, el resultat d'aquests també adquireix la mateixa característica d'aproximació, diferint de la realitat.

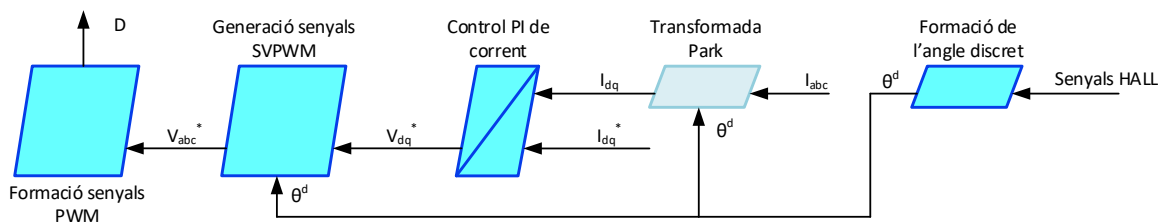


Figura 5.10 Esquema del control en SVPWM amb blocs REM

El següent bloc s'encarrega de transformar en referència natural abc, base en la que està modelada la planta, en referència síncrona, que és en la que es manipula en el control a causa de la simplificació de càlculs. Recull el corrent de I_{abc} dels debanats de l'estator, juntament amb l'angle discretitzat calculat anteriorment, per fer la transformació en corrent I_{dq} .

En aquest cas per al control s'utilitzen les dos components d i q (a diferència del cas anterior). En el bloc de control entra una senyal de consigna de corrent I_{dq}^* imposada juntament amb el senyal de corrent I_{dq} del bloc anterior per obtenir un sistema enllaç tancat. Aquest corrent I_{dq} entra en el bloc de control juntament amb el corrent de consigna I_{dq}^* imposat. Com a resposta s'obté un senyal de consigna de tensió V_{dq}^* .

Al senyal de tensió resultant V_{dq}^* se li aplica la inversa de Park per obtenir la tensió de consigna en referència natural. Per fer la transformada també es necessita el senyal de l'angle discretitzat sintetitzat inicialment.

Per últim, es tracta la tensió de consigna V_{abc}^* amb els criteris del mètode SVPWM per proporcionar un duty en el bloc del convertidor de la planta.

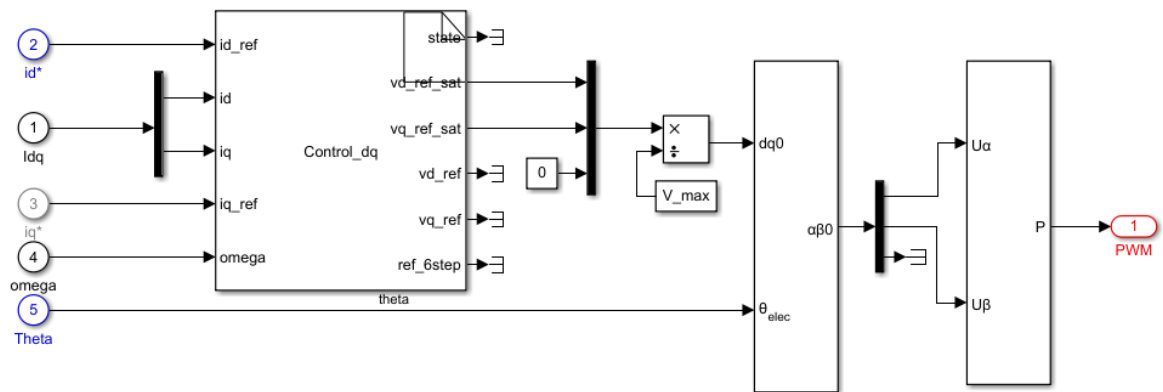


Figura 5.11 Modelització en Simulink del control en SVPWM

En la Figura 5.11 s'hi adverteix la modelització del mètode SVPWM amb el programa Simulink-MATLAB. En aquesta planta s'ha fet us del bloc de sintetització de tensions en base dq (anomenat "Control_dq") per aplicar, posteriorment, una transformació de base en $\alpha\beta$, per introduir el senyal resultant en el bloc generador del senyal SVPWM.

5.2.3. Paràmetres pel control /Ajust del pi del control de corrent

Les dades utilitzades en l'apartat de control venen especificades en la Taula 5.2, extretes dels estudis [17], [20] .

| Característiques de control | |
|---|--|
| Temps de pic (t_p) | $5 \cdot 10^{-3}$ |
| Coef. esmorteïment (ε) | 0,75 |
| Pulsació natural no esmorteïda (ω_n) | $\frac{\pi}{t_p \sqrt{1 - \varepsilon^2}}$ |

Taula 5.2 Característiques de control

Les constants K_p i K_i del PI per controlar el corrent I_d es calculen amb les formules especificades a continuació:

$$\begin{aligned}
 k_p &= 2\varepsilon\omega_n L_d - R_s \\
 k_i &= \omega_n^2 L_d
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

Paral·lelament s'especifiquen les equacions que proporcionen les constants K_p i K_i del PI per

controlar el corren I_q .

$$k_p = 2\varepsilon\omega_n L_q - R_s$$

$$k_i = \omega_n^2 L_q \quad (5.8)$$

Amb aquestes especificacions Es planteja el sistema de control en cada una de les tècniques de modulació de la tensió presentades al llarg d'aquest capítol, en el mètode Six Step, i en el mètode SVPWM.

6. Tractament de l'angle elèctric de posició del rotor

Per obtenir l'angle elèctric es fa us de la velocitat angular mecànica de la planta. S'aconsegueix la velocitat angular elèctrica a partir del producte entre la velocitat anterior i el numero de parell de pols que té el motor. A continuació s'integra aquesta velocitat angular per trobar-ne l'angle i se li aplica una saturació de 2π per tornar a posar a 0 cada inici de volta. Així s'arriba a l'angle real on es troba el rotor en cada instant de temps. La Figura 6.1 a) és el resultat de la formació de l'angle en la simulació a una velocitat constant diferent de zero..

L'angle real del rotor (Figura 6.1 a)) en cada instant de temps és detectat per les sondes d'efecte hall. Com s'ha explicat en l'apartat 4.1.3, aquestes tres sondes estan instal·lades a 120° elèctrics entre elles, aportant amb aquest estructura de conjunt, una detecció de l'angle real amb una resolució de 60° , dividint d'aquesta manera la volta elèctrica en sis possibles zones de detecció.

Cada sonda està posicionada sobre una fase de l'estator, estan activades cada una d'elles al llarg de 180° a partir del pas del flux magnètic del rotor. Els angles d'inici i final de detecció que corresponen a cada sonda Hall es veuen reflectits en la Tabla 6.1.

| Sondes Hall | Inici sector | Final sector |
|-------------|--------------|--------------|
| Fase A | 270° | 90° |
| Fase B | 30° | 210° |
| Fase C | 150° | 330° |

Tabla 6.1 Intervals d'angle corresponent a cada sonda Hall.

Es pot veure aqueta taula anterior gràficament en la Figura 6.1 b). A continuació, s'observa la representació de la posició discretitzada del rotor en la Figura 6.1 c) superposada a la de la posició real. A partir del conjunt de la Figura 6.1 es discerneix la traçabilitat existent des de la posició real del rotor en cada instant de temps (dada intrínseca del motor), seguidament amb els senyals que produeix cada sonda Hall en vers la posició, fins arribar a obtenir amb el conjunt anterior la senyal discretitzada d'aquesta posició, que és la que pot fer servir el bloc de control del sistema.

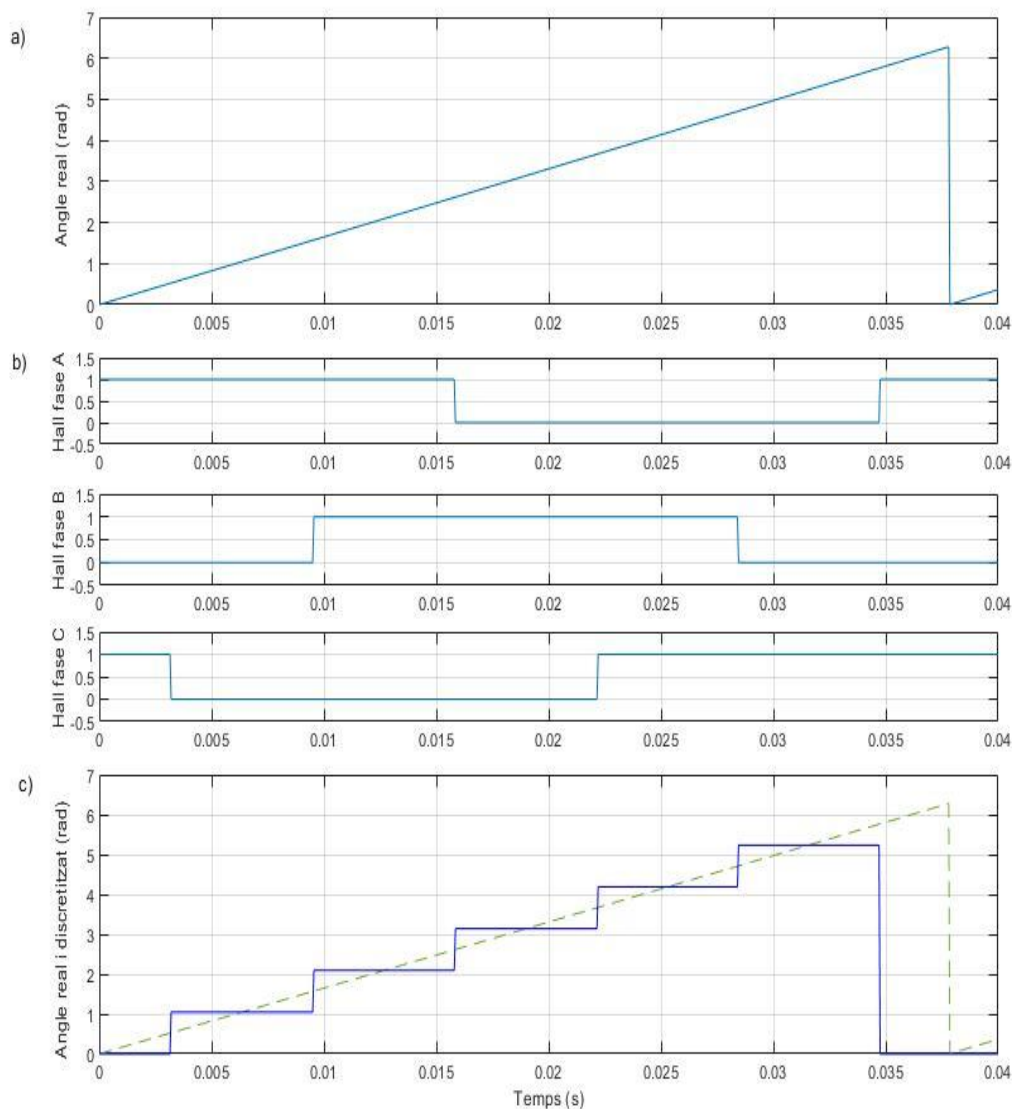


Figura 6.1 Sistema de senyals generades per obtenir l'angle discretitzat. a) Angle real posició rotor. b) Tres senyals sondes Hall. c) Angle discretitzat amb l'angle real de fons.

Desfasament de l'angle discontinu

Fins ara s'ha interpretat una situació constructiva ideal i perfecte entre les posicions i estructures dels dispositius dins el motor però es poden presentar defectes constructius que cal tindre en compte. Un dels possibles defectes estructurals pot ser una desviació de la situació dels imants o una elongació diferent entre ells, reflectint-se en defectes entre voltes. Un altre possible defecte que pot haver és una desviació de la posició de les sondes de posició, que es veu reflectit en defectes entre sectors, ja sigui per la seva posició com de la seva envergadura.

Dins d'aquesta temàtica es poden donar diversos casos, des de que els tres desfasos siguin iguals, fins el cas en què tots els desfasaments tenen un valor constructivament diferent.

En el present projecte s'estudia el cas en què totes les sondes d'efecte Hall estiguin desviades en conjunt uns 10° de la posició ideal (Figura 6.2). En els gràfics es veu diferenciat el senyal teòric (línia discontinua), del senyal desfasat (línia contínua).

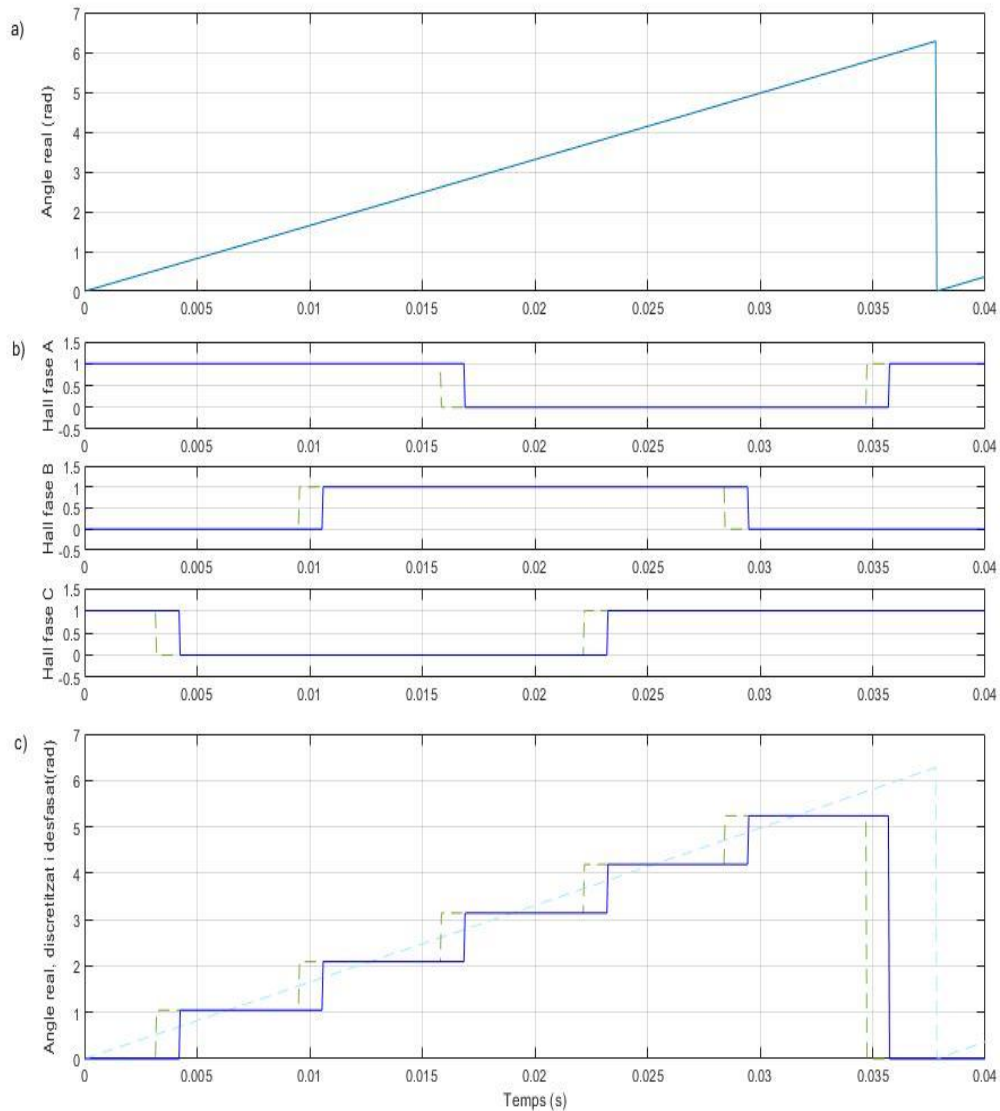


Figura 6.2 Conjunt de senyals generades per obtenir l'angle discretitzat amb un offset de 10° . a) Angle real de la posició del rotor. b) Senyals sondes Hall original (línia discontinua) i amb l'offset (línia contínua). c) Angle real i angle discretitzat original (en línia discontinua) i l'angle discretitzat amb l'offset de 10° (amb línia contínua)

L'aparició de l'offset citat anteriorment produeix una disminució del parell mig que genera el motor, o el que seria el mateix, un mínim menor en la seva oscil·lació. Aquests comportaments es comparen en la Figura 6.3 i la Figura 6.4.

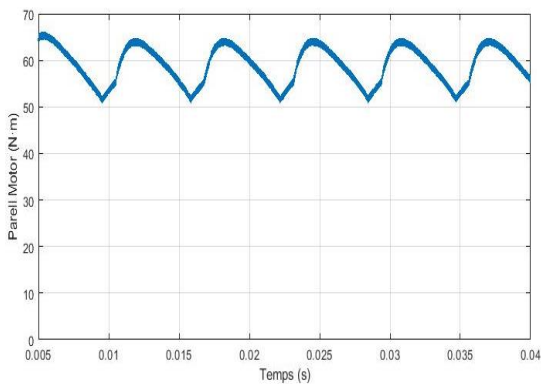
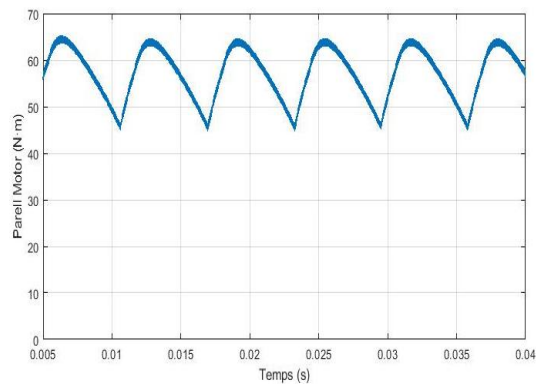


Figura 6.3 Parell motor en mètode Six Step sense offset

Figura 6.4 Parell motor en mètode Six Step amb offset de 10°

Es pot veure la mateixa situació del cas d'un sector des del punt de vista vectorial en la Figura 6.5 i la Figura 6.6.

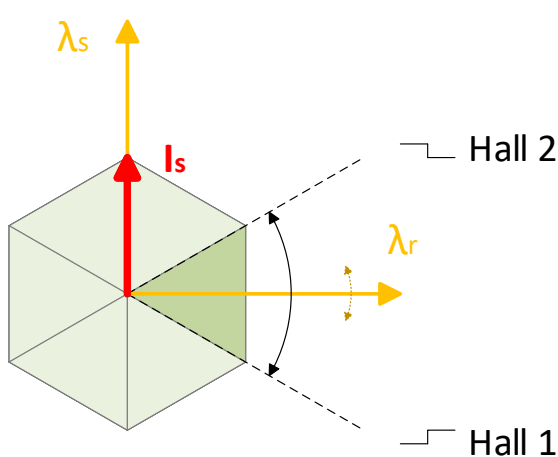


Figura 6.5 Situació vectorial d'un sector.

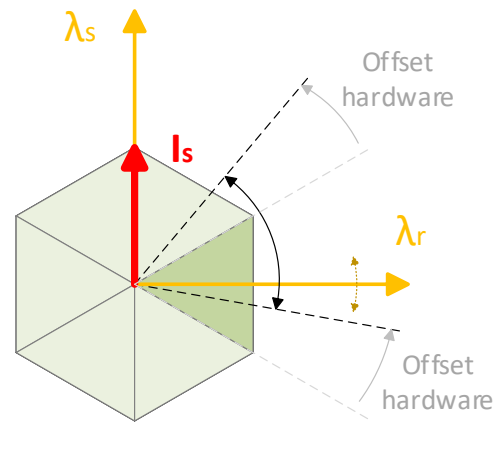


Figura 6.6 Situació vectorial d'un sector un offset físic, com és el desplaçament de les sondes Hall.

Per tal de compensar aquest offset provocat pel disseny constructiu del motor i dels sensors, s'estudia la possibilitat d'addicionar un altre offset software a la sortida de l'angle discretitzat per atorgar un angle mig igual al real. A partir de les simulacions del sistema es veu com la incorporació d'un desfasament de 10° proporciona la compensació adequada per posicionar el pic de parell en el mig de cada sector. La Figura 6.7 mostra el contrast entre l'angle discretitzat original en línia discontinua (en verd) i l'angle discretitzat amb l'offset hardware i amb l'aplicació de la compensació software en línia contínua (blau).

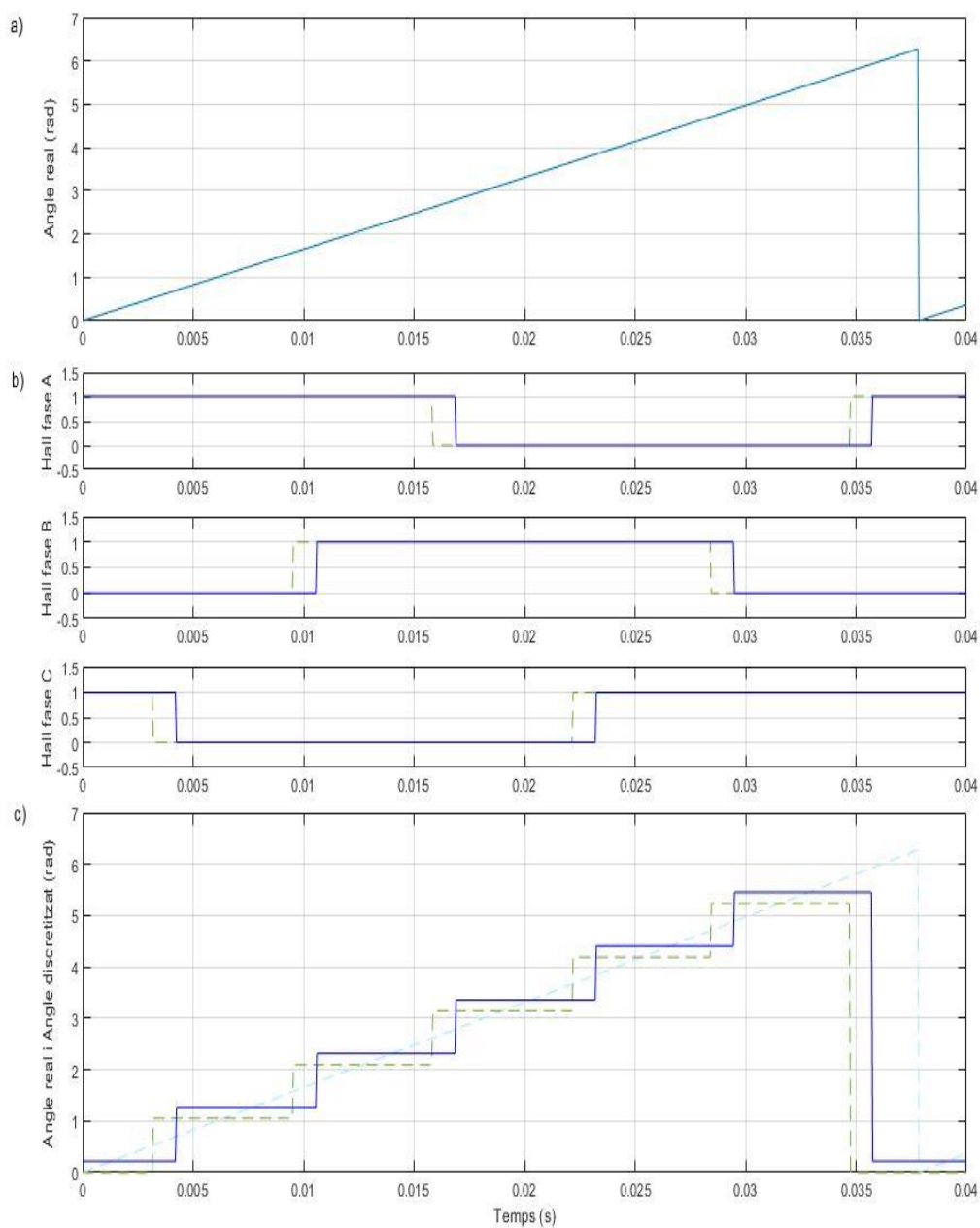


Figura 6.7 Conjunt de senyals generades per obtenir l'angle discretitzat amb un offset de 10° . a) Angle real de la posició del rotor. b) Senyals sondes Hall original (línia discontinua) i amb l'offset (línia continua). c) Angle real i angle discretitzat original (en línia discontinua) i l'angle discretitzat amb l'offset de 10° hardware i 12.5° software (amb línia continua).

7. Comparació resultats

Tenint l'angle calibrat com s'expressa en l'apartat anterior, es pretén comparar els mètodes Six Step i SVPWM a partir de variables destacades en la situació d'arrencada del PMSM. La consignes d'entrada és de 100 A per corrent q i 0 A pel corrent d . En ambdós casos el comportament de l'angle de posició del rotor i el discretitzat és el mateix, especificat en la Figura 7.1.

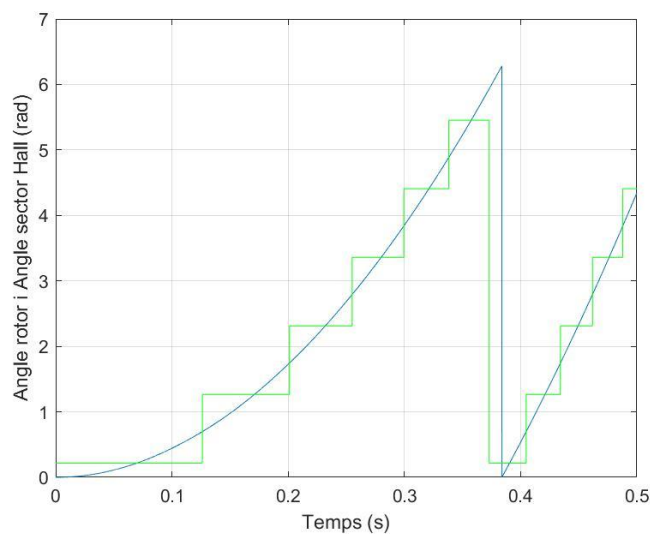


Figura 7.1 Angle real de posició del rotor en l'arrencada (blau) i el conseqüent angle discretitzat amb offset Hardware i Software (verd)

7.1.1. Parell

Cas Six Step:

La Figura 7.2 mostra el comportament del parell efectuat amb el mètode Six Step. S'observa un comportament repetitiu amb forma del tram superior d'una sinusoide que coincideix amb cada sector de la volta elèctrica, oscil·la entre 45 i 62 N·m, però el seu màxim no queda posicionat en el mig del sector. Altrament, s'observa un pic cada vegada que entra en un nou sector, que correspon a un efecte de la dinàmica del control juntament amb la incorporació en cada sector molt a prop del màxim de parell

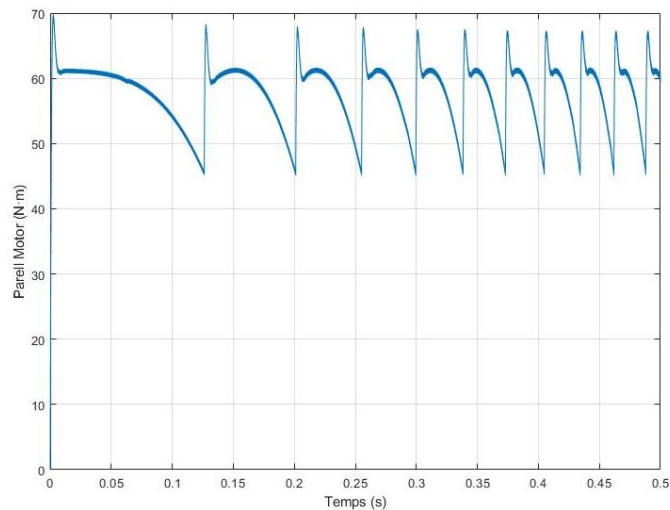


Figura 7.2 Parell motor que es genera amb el mètode Six Step.

Cas SVPWM:

La Figura 7.3 mostra el parell efectuat amb el mètode SVPWM. També s'adverteix una forma repetitiva en cada sector en forma de la zona superior d'una ona sinusoïdal, però en aquest cas el màxim de la funció està situat al mig de cada sector. Aquesta formació està absent de pics en inici o final de sector. Proporciona una oscil·lació entre 55 i 60 N·m, menor al procediment anterior, que atorga més suavitat del senyal.

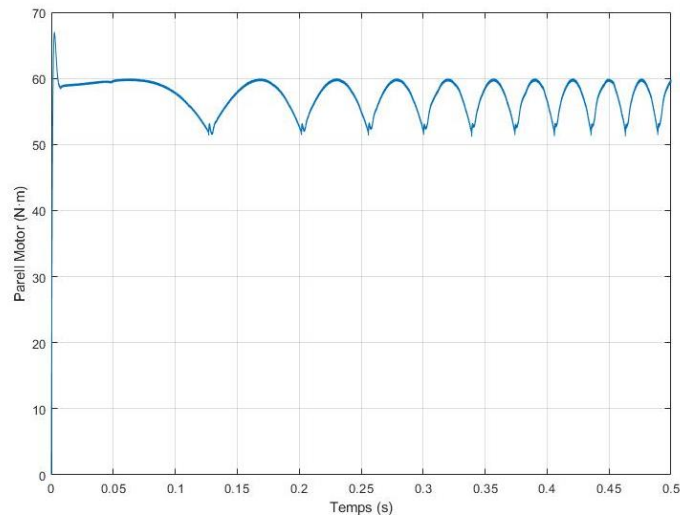


Figura 7.3 Parell motor que es genera amb el mètode SVPWM.

A partir de les gràfiques anteriors es pot afirmar que el mètode Six Step és sensible al offset hardware que té la planta, però l'afecte el reajustament per software, tal com denota que la posició del màxim en cada sector no és òptima. Aquesta mateixa situació es pot veure

vectorialment en la Figura 7.4 . Per altra banda el mètode SVPWM es posiciona en la zona de l'ona sinusoidal que obté de mitja el màxim possible del senyal en cada sector atorgat pel reajustament software, tal com s'expressa vectorialment en la Figura 7.5.

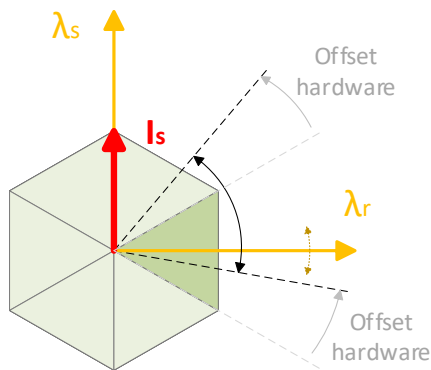


Figura 7.4 Situació de desfasament del sector corresponent al mètode Six Step

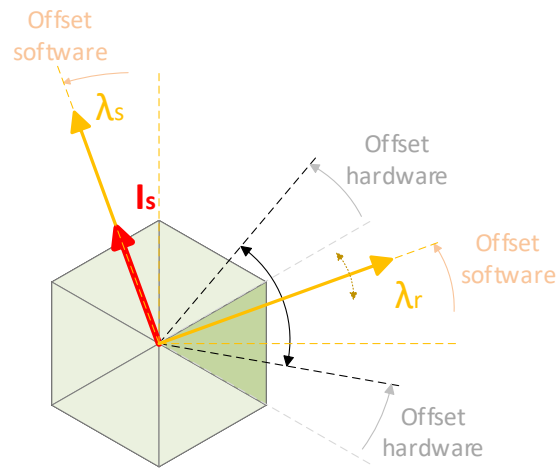


Figura 7.5 Situació de desfasament del sector i els eixos corresponent al mètode SVPWM

7.1.2. Corrents en referència síncrona

Durant un sector l'angle vist pel control és fix però el motor segueix girant, aquest fet provoca que I_d i I_q deixen de ser constants i passen a sinusoidals tot i tindre una consigna de control de corrent fixada. La Figura 7.6 i la Figura 7.7 mostren el comportament dels corrents I_d (senyal inferior de cada gràfica) i I_q (senyal superior de cada gràfica), pel mètode Six Step i el mètode SVPWM respectivament.

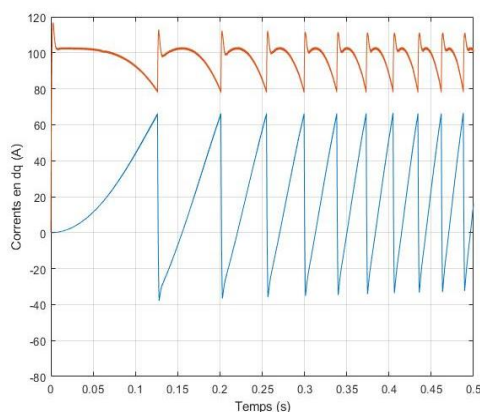


Figura 7.6 Corrents I_d (línia blava) i I_q (línia vermella) pel mètode Six Step.

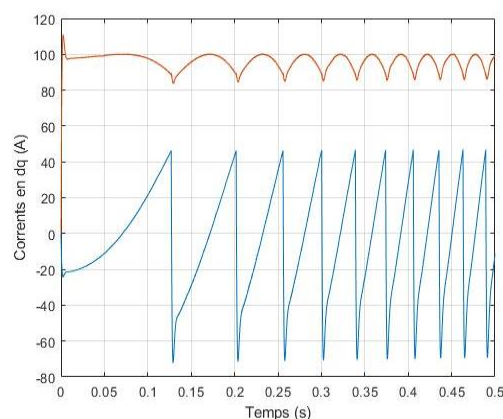


Figura 7.7 Corrents I_d (línia blava) i I_q (línia vermella) pel mètode SVPWM.

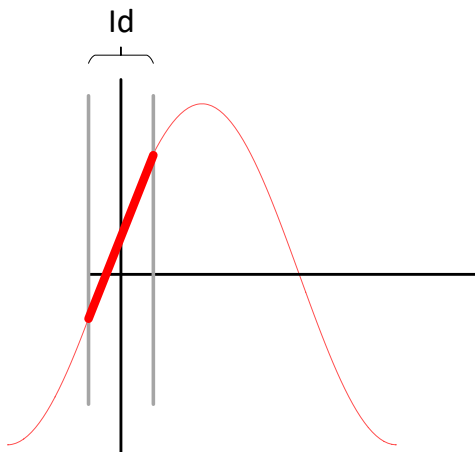


Figura 7.10 Part del senyal de corrent corresponent a I_d en el cas de desfasament dels sensors de posició

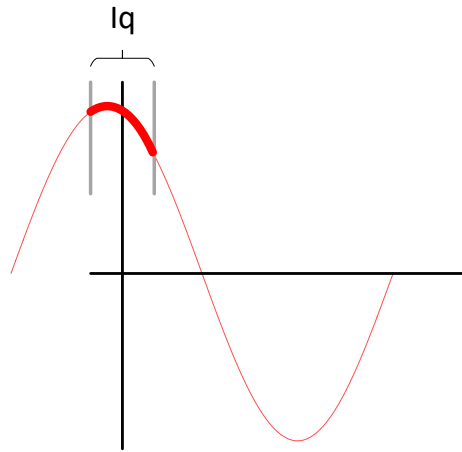


Figura 7.11 Part del senyal de corrent corresponent a I_q en el cas de desfasament dels sensors de posició.

Aquestes formes dels senyals dels esquemes amb un desfasament de 10° es veuen reflectits en el comportament dels senyals del mètode Six Step de la Figura 7.6, on s'observa perfectament com el corrent I_q (línia vermella) veu desplaçat el màxim de la sinusoide en cada sector, proporcionant una senyal que oscil·la més, en comparació amb el cas del mètode SVPWM. Aquest desplaçament també es veu reflectit en el corrent I_d (que en aquest mètode no està controlat), en el qual proporciona un senyal de mitja positiva, a diferència del mètode anterior que obté una mitja igual a zero.

7.1.3. Corrents de bateria

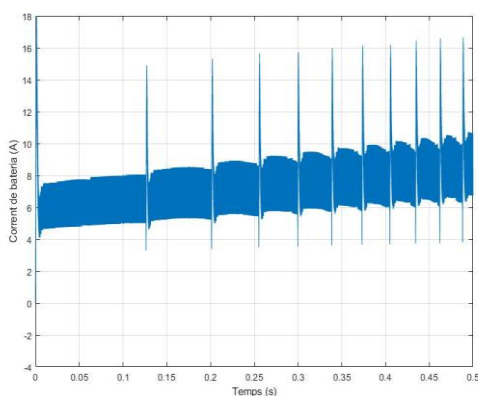


Figura 7.12 Corren consumit per la bateria utilitzant el mètode Six Step

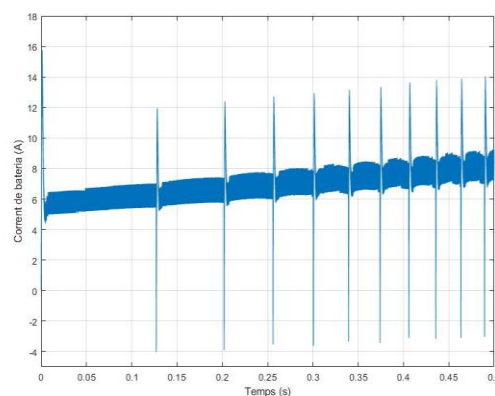


Figura 7.13 Corrent consumit per la bateria utilitzant el mètode SVPWM

El corrent consumit per la bateria es poden observar en les gràfiques de la Figura 7.12 i la

Figura 7.13, que segueixen un comportament amb una mitjana semblant. Els pics que sobresurten en cada cas corresponen al transitori que es produeix al canviar la combinació dels transistors tancats i/o que commuten. La diferència més accentuada recau en la major amplitud de commutació en el mètode Six Step en vers el mètode SVPWM, denotant una lleugera major consumició de corrent. Aquest fet està produït perquè en el mètode SVPWM commuten les tres branques del convertidor proporcionant un transitori més suau entre commutacions dels transistors que en el cas del Six Step, que només commuta una branca mentre una altre es queda tancada. Per altre banda, una diferència més subtil es veu en els pics de canvi de sector, que arriben a tindre un corrent negatiu en el model SVPWM, fenomen causat quan es commuta dels tres transistors superiors o inferiors a l'hora, als tres inferiors o superiors respectivament, arribant a provocar un breu transitori de gran amplitud comparat amb l'altre mètode.

7.1.4. Senyals en referència natural percebudes en els debanats de l'estator.

En les gràfiques de la Figura 7.14 i la Figura 7.15 següents tracten les senyals advertides en els debanats de l'estator, el corrent, la tensió i la tensió induïda.

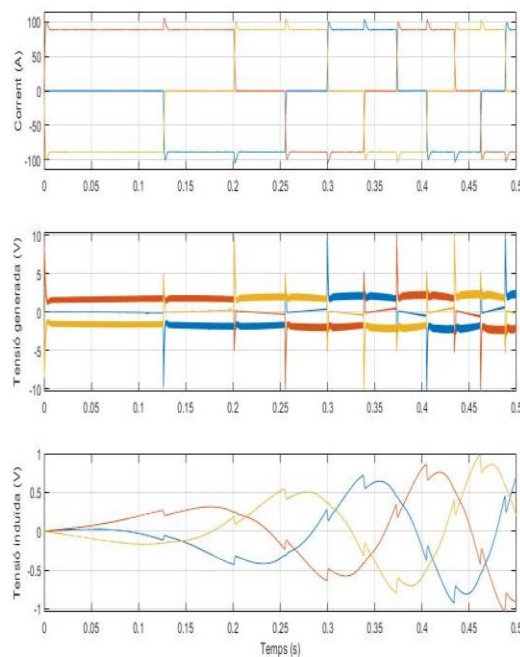


Figura 7.14 Senyals percebudes en el debanat de l'estator pel mètode Six Step.

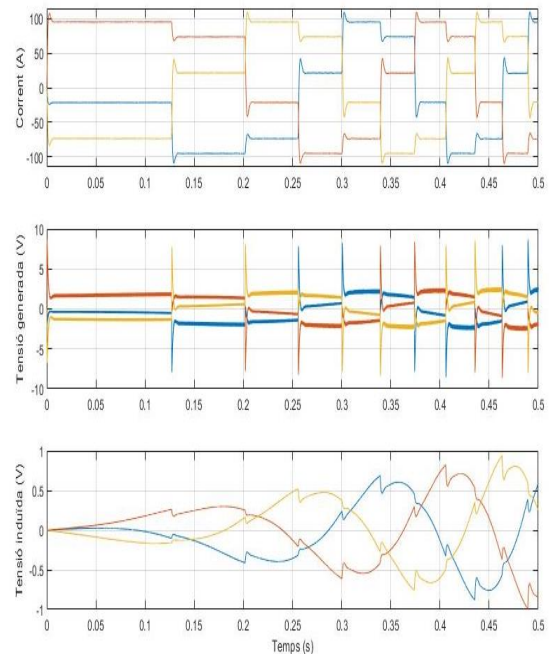


Figura 7.15 Senyals percebudes en el debanat de l'estator pel mètode SVPWM.

En les gràfiques del corrent, pel mètode Six Step s'observa el comportament dels transistors del convertidor que proporcionen com a resposta una component 0, aquesta senyal és deguda

a que en cada interval de commutació hi ha una branca a l'aire. En canvi, en el cas de l'SVPWM, al commutar sempre les tres branques a l'hora, no arriba a haver cap sector on hi ha una fase amb corrent 0. Altrament, també cal tindre en compte que en els dos mètodes s'arriba a obtenir el corrent consigna, reflectit en la màxima amplitud adquirida en cada gràfica.

Pel cas de la tensió, inicialment es percep una fase a zero en el mètode Six Step, que va canviant a un comportament oscil·lant a causa de la influència de la tensió induïda. Per contra, com en el cas del corrent, pel mètode SVPWM no s'obté un sector on hi hagi una tensió nul·la per cap de les fases, altrament també es percep la influència creixent de la tensió induïda. En els dos mètodes hi destaquen uns pics al canviar de sector, produïts per implantar un temps d'establiment en el control molt petit, d'uns 5 ms.

8. Estudi econòmic

Un aspecte essencial d'un projecte és el cost econòmic que representa, ja que d'aquest paràmetre depèn en gran part la seva viabilitat. Per fer aquest estudi s'ha desglossat el pressupost de l'estudi en tres grans blocs: recursos humans, maquinària o *hardware* i *software* utilitzats

8.1. Recursos humans

En aquest apartat es comptabilitzen les hores dedicades per la persona que ha realitzat el projecte en cada una de les activitats dutes a terme. En la Taula 8.1 se'n pot veure el resultat.

| Concepte | Cost unitari (€/h) | Hores dedicades (h) | Cost total (€) |
|----------------------|--------------------|---------------------|----------------|
| Investigació general | 45 | 150 | 6.750 |
| Anàlisi Funcional | 45 | 100 | 4.500 |
| Modelització | 45 | 100 | 4.500 |
| Simulacions | 45 | 200 | 9.000 |
| Redacció memòria | 45 | 90 | 4.050 |
| TOTAL | | 640 | 28.800 |

Taula 8.1 Pressupost recursos humans

8.2. Recursos materials

S'entén per recursos materials, el recursos hardware de suport que s'ha necessitat per a la realització del projecte especificat en la Taula 8.2.

| Concepte | Cost unitari (€) | Unitats | Cost amortitzat (€) |
|--------------|------------------|---------|---------------------|
| Ordinador | 730 | 1 | 160 |
| TOTAL | | | 160 |

Taula 8.2 Pressupost recursos materials

8.3. Pressupost total del projecte

Cal comentar que el cost produït per recursos de software és nul, ja que s'ha utilitzat programari amb llicències lliures i d'altres amb llicències facilitades pel Servei de distribució de software de la UPC.

La suma de tots els costos llistats s'exposa a continuació en la Taula 8.3 tenint en compte els impostos pertinents.

| Concepte | Cost total (€) |
|--------------------|-----------------|
| Recursos Humans | 28.800,0 |
| Recursos materials | 160,0 |
| Recursos software | 0,0 |
| Subtotal | 28.960,0 |
| IVA 21% | 6.081,6 |
| TOTAL | 35.041,6 |

Taula 8.3 Pressupost total del projecte

9. Planificació temporal i impacte ambiental

Un dels passos organitzatius més importants en un projecte és el d'estructurar cada pas a seguir dins de la línia temporal, també anomenat planificació temporal.

9.1. Planificació temporal

La planificació temporal és una eina de gestió de qualitat que proporciona una idea de com avança el projecte. S'enumeren totes les activitats que s'han de realitzar i quan s'han de realitzar, com es pot veure en la Taula 9.1.

| Id. | Tasca | Inici | Final | Duració (dies) |
|-----|--------------------------|------------|------------|----------------|
| 1 | Aprenentatge inicial | 10/09/2018 | 22/10/2018 | 42 |
| 2 | Recerca mètodes control | 15/10/2018 | 08/11/2018 | 24 |
| 3 | Modelització motor | 05/11/2018 | 30/11/2018 | 25 |
| 4 | Modelització del control | 22/11/2018 | 09/12/2018 | 17 |
| 5 | Simulació | 09/12/2018 | 25/01/2019 | 47 |
| 6 | Redacció memòria | 22/12/2018 | 20/02/2019 | 60 |

Taula 9.1 Etapes completades en el procés temporal del projecte

Per tractar aquesta informació d'una manera gràfica es fa ús del diagrama de Gantt per poder veure fàcilment l'estructura temporal del projecte, on s'hi observa amb més claredat el terme temporal de cada tasca, quines taques es poden fer en paral·lel amb altre, quines poden arribar a fer de coll d'ampolla, o quina pot ser la tasca més llarga en el temps. D'aquesta manera, si és necessari, reprogramar les tasques planificades per tal d'adequar el projecte als imprevistos i necessitats que es poden presentar.

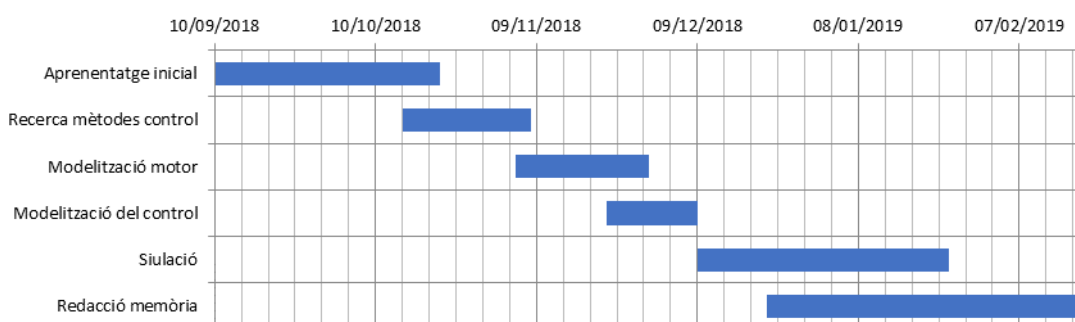


Figura 9.1 Diagrama de Gantt

A través de la Figura 9.1 s'aprecia que en general, totes les tasques depenen de la seva

predecessora, exceptuant la última que comença molt abans que acabi l'anterior.

9.2. Impacte ambiental

Tot projecte tecnològic està obligat a introduir en la documentació una Avaluació d'Impacte Ambiental supeditada per la Llei 21/2013, de 9 de desembre, d'avaluació ambiental [21]. El document AIA proporciona els criteris de sostenibilitat en la presa de decisions estratègiques, per mitjà de l'avaluació de la planificació i programes. D'aquesta manera, hi ha una prevenció adequada dels impactes ambientals concrets que siguin sensibles a generar-se, i al mateix temps s'implanta mecanismes eficaços de correcció o compensació. Prèviament s'ha de tindre present què i com es pretén fer el projecte per dur a terme la prevenció dels possibles impactes ambientals.

El present projecte abasteix l'estudi del control d'un motor elèctric encarat en la integració d'una moto elèctrica. Per aquesta raó s'ha cregut convenient plantejar l'impacte ambiental de l'aplicació del vehicle motoritzat en vers l'impacte ambiental de la tecnologia que substituiria, que en aquest cas correspon a un motor d'explosió de motocicleta. Des d'un punt de vista relatiu, es compara les dos alternatives en general a partir del paràmetre d'emissió de CO₂ per kilòmetre efectuat:

- En el cas del motor elèctric, es fa a partir del paràmetre mix elèctric, que relaciona els kWh elèctrics amb els grams de CO₂ que s'ha produït al generar aquesta energia [22]. L'Oficina Catalana del Canvi Climàtic, pel 2018 calcula un mix elèctric de 321 gr CO₂/kWh. I a partir d'una avaluació, en cicle WLTP (procediment estandarditzat per a la prova de vehicles lleugers), el consum per hora per cada quilòmetre d'una motocicleta elèctrica equivalent a 125cc és d'aproximadament 0,03 kWh/km. Considerant el mix elèctric en la dada anterior dona uns **9,5 g CO₂/km**.
- En el cas del motor d'explosió, per una moto de 125cc provoca unes emissions d'aproximadament **60 g CO₂/km**.

La comparació posa de manifest com els motors elèctrics provoquen 6 vegades menys emissions que les motors convencionals.

Per altra banda, des d'un punt de vista general, també cal tindre en compte què fer amb els components del projecte al final de la seva vida útil, com poden ser la bateria, el motor o els components electrònics de control. Aquestes accions queden reflectides en el Reial Decret 110/2015, de 20 de febrer, on tracta els residus d'aparells elèctrics i electrònics (RAEE) [23], gestionat per l'Agència de Residus de Catalunya.

Conclusions i futures línies de treball

Tasques fetes

Aquest treball s'ha centrat principalment en la modelització i l'anàlisi d'un motor síncron d'imants permanents per a l'estudi dels primers instants de temps de l'arrencada, a través de d'un algorisme de control adient, simulant el sistema de l'electrònica de potència com un model commutat.

Inicialment s'ha fet un estudi del model del motor, arribant a entendre les diverses parts d'aquest (rotor i estator) i les fórmules que descriuen el comportament de cada una d'elles tenint present els paràmetres característics de la màquina elèctrica. L'anàlisi del motor es fa en referència síncrona per facilitar a l'hora d'implementar un model d'equacions que representi el seu funcionament real.

Seguidament, s'han proposat unes tècniques de control que tenen la necessitat de saber la posició del rotor. La detecció de la posició dels imants permanents s'efectua amb sondes d'efecte Hall. A continuació s'han plantejat uns mètodes de modulació de la tensió, fent èmfasi en les commutacions que cada un produeix als transistors del convertidor, el mètode Six Step i el mètode SVPWM. Finalment s'han comparat els dos mètodes de a partir de les simulacions efectuades.

Conclusions

El sistema de control SVPWM és una tècnica de modulació del senyal a partir de la commutació continua de les tres branques del convertidor. Pot sintetitzar el vector corrent amb un angle qualsevol de la circumferència elèctrica, acaba optant a sis posicions dins la circumferència a causa de les limitacions de la resolució de la posició del rotor atorgades per les sondes Hall. Tot i que permet aplicar-hi un offset en l'angle per poder posicionar aquestes possibles posicions equidistants on es vulgui de la volta elèctrica. Una vegada s'aconsegueix la representació continua de l'angle elèctric, el vector espacial de tensions pot ser qualsevol.

Comparat amb el sistema anterior s'ha analitzat les característiques del sistema de control Six Step. A partir d'aquesta tècnica hi ha la possibilitat de generar el vector corrent en sis posicions diferents. El vector corrent es sintetitza a partir de la combinació de commutacions de dos branques del convertidor en cada situació, en lloc de les tres que utilitza el mètode anterior. A més, al produir menys commutacions, les pèrdues en els transistors són menors per aquest aspecte. Tot i que en aquest mètode no se li pot aplicar un offset per calibrar el sistema com en l'anterior.

Es comparen els dos mètodes a partir d'una mateixa entrada i amb un desfasament de les sondes Hall, que teòricament estan desfasades 120° elèctrics, però que per motius constructius i de fabricació hi pot haver una diferència de posicionament d'aquestes sondes. Mitjançant el resultat del parell electromagnètic exercit es pot observar una clara diferència entre els dos mètodes. Els dos arriben a la consigna desitjada en el mateix temps, la gran diferència recau en la forma de la oscil·lació que hi ha al voltant de la consigna. En el cas del mètode SVPWM, dóna una senyal relativament llisa atorgant el màxim de la sinusoide en el mig de cada sector elèctric descrit per la resolució de les sondes de detecció de la posició del rotor. Per altre banda, en el cas del mètode Six Step, la forma del parell es veu menys llisa i amb un mínim d'oscil·lació inferior a l'anterior, ja que la situació del màxim de cada sector no queda posicionat en el mig d'aquest. Es pot dir que les dues tècniques d'estudi tenen unes semblances considerables en el seu funcionament, però en el cas de l'SVPWM hi ha major possibilitat de control al commutar les tres branques del convertidor, per poder-hi contrarestar desfasaments de l'angle calculat, per compensacions software de desfasaments hardware i un consum menor de corrent, que fan d'aquest mètode la millor opció per implantar-ho en un motor síncron d'imants permanents.

Futures línies de treball

El present projecte es va plantejar en el seu inici a partir d'una inquietud per estudiar la diferència de corrent que circula per cada un dels semiconductors de potència en les estratègies de commutació triades. Aleshores, al llarg de l'estudi van anar sorgint altres inquietuds que donen peu a futures línies d'estudi descrites en els punts següents:

- Estudiar e implantar diverses tècniques de càlcul per a l'obtenció d'un angle continu.
- Implementar una bona transició del model discret a model continu.
- Conèixer i tractar de corregir a partir del software el desajust hardware que un motor PMSM pot arribar a tenir constructivament.

Agraïments

Es podria definir la gratitud com un sentiment, emoció o actitud de reconeixement d'una atenció que s'ha rebut. Així doncs agraeixo moltíssim al professor i director del CITCEA Daniel Montesinos, per la oportunitat que em va donar al formar part del grup de recerca, i haver donat peu a poder conèixer gent molt interessant que ha suposat una gran experiència tan professionalment com personalment.

Al mateix temps, vull agrair a en Carlos Miguel per proposar-me i tutoritzar-me el projecte. Per la seva paciència i ajuda en tots els dubtes tècnics que li he anat plantejant, i per la seva predisposició a facilitar-me tot el material necessari per dur a terme l'estudi. A més a més, també voldria donar les gràcies a en Marc Llonch, per totes les hores que ha invertit en explicar-me acuradament els dubtes que li he anat plantejant, donant sempre una visió diferent al meu punt de vista.

També m'agradaria agrair el suport i amistat dels companys de despatx de mecatrònica, i en particular a en Pablo Paredes per la seva actitud animada i divertida, sempre disposat a donar un cop de mà tan en el laboratori com en les discussions de l'hora del cafè.

Finalment, estic molt agraït a la meva família i especialment a la meva xicota pels seus recolzaments incondicionals i els ànims donats per superar-me dia a dia.

Moltes gràcies a tots.

Bibliografia

- [1] D. Montesinos i Miracle, "MODELITZACIÓ I CONTROL D' ACCIONAMENTS ELÈCTRICS Part I . Modelització , anàlisi i control V / f sense sensor de posició del motor síncron d' imants permanents Part II . Plataforma per l' experimentació del control d' accionaments elèctrics Daniel Mon," 2008.
- [2] T. J. E. Miller, P. Hammond, and R. L. Grimsdale, *Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives*, Oxford uni. 1989.
- [3] S. Chu, "Critical Materials Strategy," 2010.
- [4] B. K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. 1996.
- [5] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems." .
- [6] R. Krishnan, *Electric motor drives. Modeling, analysis, and control*. Prentice Hall, 2001.
- [7] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and dynamics of ac drives*. Oxford University Press, 2000.
- [8] B. Y. R. H. Park, "Two Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis-Part I," pp. 716–727, 1929.
- [9] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*. Prentice Hall.
- [10] S. Kim, C. Choi, S. Member, K. Lee, and W. Lee, "An Improved Rotor Position Estimation With Vector-Tracking Observer in PMSM Drives With Low-Resolution Hall-Effect Sensors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4078–4086, 2011.
- [11] M. Llonch-Masachs, D. Heredero-Peris, D. Montesinos-Miracle, and J. Rull-Duran, "Understanding the three and four-leg inverter Space Vector Acknowledgments Keywords SVPWM fundamentals The space vector," *2016 18th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'16 ECCE-Europe)*, vol. 1, no. c, pp. 1–10, 2016.
- [12] X. Gao, "BLDC Motor Control with Hall Sensors Based on FRDM-KE02Z," 2013.
- [13] F. M. Drive, I. C. Based, and B. S. Principle, "A FULL-WAVE MOTOR DRIVE IC BASED ON THE BACK-EMF SENSING PRINCIPLE J. P. M. Bahlmann Philips Consumer Electronics, Eindhoven, The Netherlands," pp. 415–420, 1989.
- [14] H. M. Van Hout, "Brushless dc motor and switching device for use in such a dc motor," 4748385, 1988.
- [15] S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless dc Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 928–933, 1991.
- [16] M. Llonch Masachs, "L'espai de tensions i el vector espacial aplicats a la modulació de convertidors," 2018.

- [17] M. Matamala Tornabells, "Anàlisi i disseny del sistema de control d'una moto elèctrica." 2016.
- [18] U. L. Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique de puissance de Lille, "EMR Website (Energetic Macroscopic Representation," www.emrwebsite.org, 2018.
- [19] L. Proud Eagle Electric Auto Tec. Co., "6KW Brushless DC motor," 2019. [Online]. Available: <http://www.proud-eagle.com/product.asp?Plt=28&Pone=5>.
- [20] A. Segura, "MODELITZACIÓ I SIMULACIÓ DEL MOTOR DC DEL CDM-TESTBED," CITCEA-UPC, p. 36, 2013.
- [21] *Ley 21/2013, de 9 de diciembre, de evaluación ambiental.* .
- [22] Oficina Catalana del Canvi Climatic, "Nota informativa sobre la metodologia d'estimació del mix elèctric," 2019.
- [23] Agència de Residus de Catalunya, "Residus d'aparells elèctrics i electrònics," http://residus.gencat.cat/ca/ambits_dactuacio/tipus_de_residu/residus_daparells_electrics_i_electronics_raee/.